

EUROPEAN PATENT OFFICE

Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 07161140
PUBLICATION DATE : 23-06-95

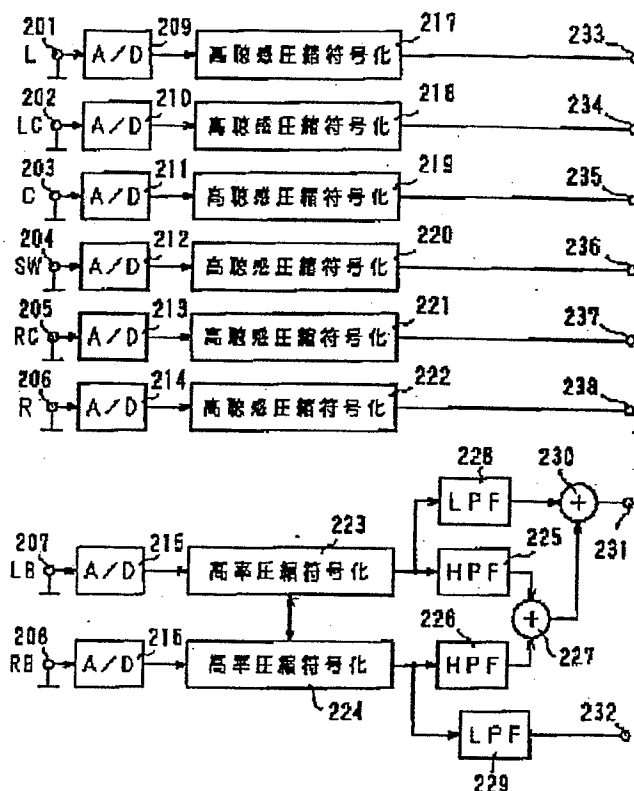
APPLICATION DATE : 07-12-93
APPLICATION NUMBER : 05306892

APPLICANT : SONY CORP;

INVENTOR : TSURUSHIMA KATSUAKI;

INT.CL. : G11B 20/10

TITLE : APPARATUSES AND METHODS FOR TRANSMISSION AND RECEIVING OF DIGITAL AUDIO SIGNAL



ABSTRACT : PURPOSE: To facilitate compression coding of high tone quality and, further, facilitate compression coding of a high compression factor for an important sound by a method wherein the coding corresponding to a channel is performed with the predetermined compression factor for a signal having a large influence upon the sensation of hearing corresponding to a channel.

CONSTITUTION: High sensation compression coding circuits 217-222 which apply compression coding with a first coding system using a first compression factor to the digital audio signals of (m) channels ($n > m$) which have a larger influence upon the sensation of hearing than the digital audio signals of the other (n-m) channels among the digital audio signals of (n) channels are provided. Further, high compression factor coding circuits 223 and 224 which apply compression coding with a second coding system using a second compression factor which is higher than the first compression factor to the digital audio signals of the (n-m) channels are provided. Then the respective compression coding outputs of both the circuits 217-222 and the circuits 223 and 224 are transmitted.

COPYRIGHT: (C)1995,JPO

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平7-161140

(43)公開日 平成7年(1995)6月23日

(51)Int.Cl.⁶

G 1 1 B 20/10

識別記号

3 0 1 B 7736-5D

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 36 頁)

(21)出願番号 特願平5-306892

(22)出願日 平成5年(1993)12月7日

(71)出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72)発明者 鶴島 克明

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

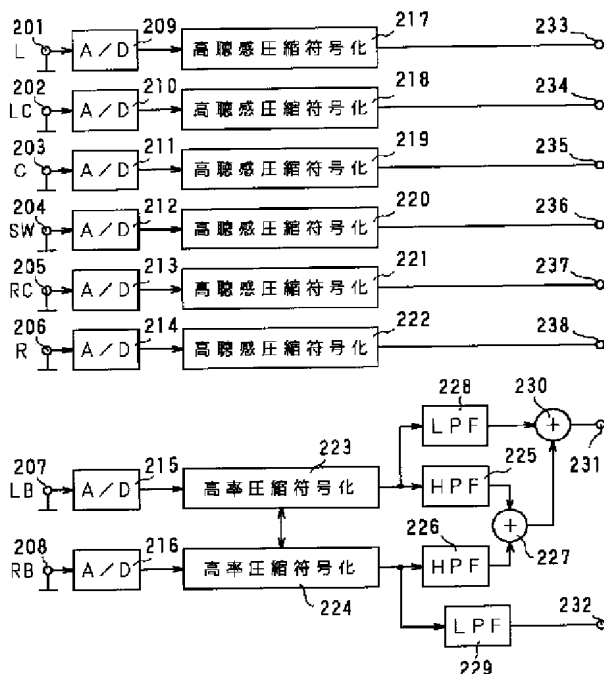
(74)代理人 弁理士 小池 晃 (外2名)

(54)【発明の名称】 デジタルオーディオ信号の伝送装置及び受信装置、並びにデジタルオーディオ信号の伝送方法及び受信方法

(57)【要約】

【構成】 8チャンネル(L, LC, C, SW, RC, R, LB, RB)のデジタルオーディオ信号のうち、6チャンネル(L, LC, C, SW, RC, R)のデジタルオーディオ信号であって他の2チャンネルのデジタルオーディオ信号より聴感上影響力の高いチャンネルの信号に対しては、人間の聴覚特性に応じた高聴感の圧縮符号化を施す高聴感圧縮符号化回路217~222と、2チャンネル(LB, RB)のデジタルオーディオ信号に対してはより高い圧縮率の符号化を施す高率圧縮符号化回路223, 224とを有し、高聴感圧縮符号化回路217~222からの圧縮符号化出力と高率圧縮符号化回路223, 224からの圧縮符号化出力を共に伝送する。

【効果】 特に重要な音に対しては高音質の圧縮符号化が可能であると共に、ビット配分量(バイト配分量)の無駄を無くすることができる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数チャンネル（ n チャンネル、 n は 3 より大なる正の整数）のデジタルオーディオ信号を圧縮符号化して伝送するデジタルオーディオ信号の伝送装置において、

上記 n 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号のうち、 m 個（ $n > m$ ）のチャンネルのデジタルオーディオ信号であって他の $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号より聴感上影響力の高い信号に対しては第 1 の圧縮率の第 1 の符号化方式で圧縮符号化する第 1 の圧縮符号化手段と、

上記 $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対しては上記第 1 の圧縮率よりも高い第 2 の圧縮率を有する第 2 の符号化方式で圧縮符号化する第 2 の圧縮符号化手段とを有し、

上記第 1 の圧縮符号化手段からの圧縮符号化出力と上記第 2 の圧縮符号化手段からの圧縮符号化出力を共に伝送することを特徴とするデジタルオーディオ信号の伝送装置。

【請求項 2】 上記 n 個のチャンネルはセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルであり、

上記 $n - m$ 個のチャンネルはサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルであることを特徴とする請求項 1 記載のデジタルオーディオ信号の伝送装置。

【請求項 3】 上記 n 個のチャンネルはセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとレフトセンタチャンネルとライトセンタチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルであり、

上記 $n - m$ 個のチャンネルはサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルであることを特徴とする請求項 1 記載のデジタルオーディオ信号の伝送装置。

【請求項 4】 上記第 1 の符号化方式は、入力デジタルオーディオ信号を複数帯域に分割し、各帯域毎のデジタルオーディオ信号を複数サンプル毎にブロック化し、各ブロック単位で直交変換したスペクトル成分を、聴覚特性に応じて適応的に圧縮符号化する方式であり、上記第 2 の符号化方式は、入力デジタルオーディオ信号を複数サンプル毎に直交変換した係数情報とそれに関連するサブ情報を得、各チャンネルのエネルギーに応じて各チャンネルの情報量を割り当てて適応的に圧縮符号化する方式であることを特徴とする請求項 1 記載のデジタルオーディオ信号の伝送装置。

【請求項 5】 上記伝送は、記録媒体への記録を含むことを特徴とする請求項 1 記載のデジタルオーディオ信号の伝送装置。

【請求項 6】 複数チャンネル（ n チャンネル、 n は 3 より大なる正の整数）のデジタルオーディオ信号のうち、 m 個（ $n > m$ ）のチャンネルのデジタルオーディオ信号であって他の $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディ

オ信号より聴感上影響力の高い信号に対しては第 1 の圧縮率の第 1 の符号化方式で圧縮符号化がなされていると共に、上記 $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対しては上記第 1 の圧縮率よりも高い第 2 の圧縮率を有する第 2 の符号化方式で圧縮符号化がなされた信号を受信するデジタルオーディオ信号の受信装置であって、

上記 n 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号のうち、上記 m 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第 1 の符号化方式に対応する第 1 の伸張復号化を施す第 1 の復号化手段と、

上記 $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第 2 の符号化方式に対応する第 2 の伸張復号化を施す第 2 の復号化手段とを有することを特徴とするデジタルオーディオ信号の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、例えば、映画フィルム映写システム、ビデオテープレコーダ、ビデオディスクプレーヤ等のステレオや、いわゆるマルチサラウンド音響システムにおいて用いられるマルチチャンネルのデジタルオーディオ信号を圧縮符号化して伝送するデジタルオーディオ信号の伝送装置及びそれに対応する受信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】通常のオーディオ機器の場合のみならず、例えば映画フィルム映写システム、高品位テレビジョン、ビデオテープレコーダ、ビデオディスクプレーヤ等のステレオないしはマルチサラウンド音響システムにおいては、例えば 4 ～ 8 チャンネル等の複数チャンネルのオーディオ或いは音声信号を扱うようになりつつある。

【0003】特に、業務用においては、デジタルオーディオのマルチチャンネル化が進んでおり、例えば 8 チャンネルのデジタルオーディオ信号を扱う機器が浸透してきている。上記 8 チャンネルのデジタルオーディオ信号を扱う機器としては、例えば映画フィルム映写システム等がある。また、高品位テレビジョン、ビデオテープレコーダ、ビデオディスクプレーヤ等のステレオないしはマルチサラウンド音響システムにおいても、例えば 4 ～ 8 チャンネル等の複数チャンネルのオーディオ或いは音声信号を扱うようになりつつある。

【0004】上記 8 チャンネルのデジタルオーディオ信号を扱う映画フィルム映写システムにおいては、上記映画フィルムに対して、例えばレフトチャンネル、レフトセンタチャンネル、センタチャンネル、ライトセンタチャンネル、ライトチャンネル、サラウンドレフトチャンネル、サラウンドライトチャンネル、サブウーファチャンネルの 8 チャンネルのデジタルオーディオ信号を記録することが行われつつある。なお、上記映画フィルムに記録する上記 8 チャンネルの各チャンネルは、例えば当該映画フィルムの画

像記録領域から再生された画像が映写機によって投影されるスクリーン側に配置されるレフトスピーカ、レフトセンタスピーカ、センタスピーカ、ライトセンタスピーカ、ライトスピーカ、サブウーファスピーカ、観客席を取り囲むように左側に配置されるサラウンドレフトスピーカ及び右側に配置されるサラウンドライトスピーカと対応するものである。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】ところが、映画フィルムに上記8チャンネルのデジタルオーディオ信号を記録する場合において、映画フィルムには、例えばいわゆるCD（コンパクトディスク）などで用いているようなサンプリング周波数44.1kHzで16ビットの直線量子化されたオーディオデータを上記8チャンネル分も記録できる領域を確保することは困難であるため、上記8チャンネルのオーディオデータを圧縮して記録する必要がある。

【0006】また、フィルムという媒体は、表面に傷などが発生しやすいため、デジタルデータをオリジナルのまま記録していたのでは、データ欠けが激しく実用にならない。このため、エラー訂正符号の能力が非常に重要になり、上記データ圧縮は、その訂正符号も含めて上記フィルム上の記録領域に記録可能な程度まで行う必要がある。

【0007】しかし、圧縮符号化を行うと楽器や人間の声などが原音から変化するため、特に上記映画フィルムのように原音の忠実な再現が必要とされるメディアの記録フォーマットとして採用する場合において人間の声など重要な音に対しては何らかの高音質化の手段が必要となってくる。

【0008】そこで、本発明は、上述したようなことに鑑み、特に重要な音に対しては高音質の圧縮符号化が可能であると共に、さらに高圧縮率の圧縮符号化をも可能とする高能率符号化を用いたデジタルオーディオ信号の伝送装置及びこれに対応する受信装置を提供することを目的としている。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明は、上述の目的を達成するために提案されたものであり、本発明のデジタルオーディオ信号の伝送装置は、複数チャンネル（ n チャンネル、 n は3より大なる正の整数）のデジタルオーディオ信号を圧縮符号化して伝送する伝送装置であり、上記 n 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号のうち、 m 個（ $n > m$ ）のチャンネルのデジタルオーディオ信号であって他の $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号より聴感上影響力の高い信号に対しては第1の圧縮率の第1の符号化方式で圧縮符号化する第1の圧縮符号化手段と、上記 $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対しては上記第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率を有する第2の符号化方式で圧縮符号化す

る第2の圧縮符号化手段とを有し、上記第1の圧縮符号化手段からの圧縮符号化出力と上記第2の圧縮符号化手段からの圧縮符号化出力を共に伝送することを特徴とするものである。

【0010】ここで、本発明の伝送装置において、上記 n 個のチャンネルはセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルであり、上記 $n - m$ 個のチャンネルはサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルである。或いは、上記 n 個のチャンネルはセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとレフトセンタチャンネルとライトセンタチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルであり、上記 $n - m$ 個のチャンネルはサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルである。

【0011】さらに、本発明の伝送装置において、上記第1の符号化方式は、入力デジタルオーディオ信号を複数帯域に分割し、各帯域毎のデジタルオーディオ信号を複数サンプル毎にブロック化し、各ブロック単位で直交変換したスペクトル成分を、聴覚特性に応じて適応的に圧縮符号化する方式であり、上記第2の符号化方式は、入力デジタルオーディオ信号を複数サンプル毎に直交変換した係数情報とそれに関連するサブ情報を得、各チャンネルのエネルギーに応じて各チャンネルのビット配分量を決定し、このビット配分量で適応的に圧縮符号化する方式である。なお、上記伝送は、記録媒体への記録を含む。

【0012】また、本発明のデジタルオーディオ信号の受信装置は、複数チャンネル（ n チャンネル、 n は3より大なる正の整数）のデジタルオーディオ信号のうち、 m 個（ $n > m$ ）のチャンネルのデジタルオーディオ信号であって他の $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号より聴感上影響力の高い信号に対しては第1の圧縮率の第1の符号化方式で圧縮符号化がなされていると共に、上記 $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対しては上記第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率を有する第2の符号化方式で圧縮符号化がなされた信号を受信するデジタルオーディオ信号の受信装置であり、上記 n 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号のうち、上記 m 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第1の符号化方式に対応する第1の伸張復号化を施す第1の復号化手段と、上記 $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第2の符号化方式に対応する第2の伸張復号化を施す第2の復号化手段とを有することを特徴とするものである。

【0013】

【作用】本発明のデジタルオーディオ信号の伝送装置によれば、複数チャンネルの信号のうち、聴感上影響力の高い信号からなるチャンネルの信号に対しては聴感上の劣化が少ない第1の圧縮率の第1の符号化方式によって圧

10

20

30

40

50

縮符号化を行い、聴感上影響力の低い信号からなるチャンネルの信号に対しては第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率の第2の符号化方式で圧縮符号化を行う。

【0014】また、本発明のデジタルオーディオ信号の受信装置によれば、複数チャンネルの信号のうち、聴感上影響力の高い信号からなるチャンネルの信号に対して聴感上の劣化が少ない第1の圧縮率の第1の符号化方式によって圧縮符号化がされた信号と、聴感上影響力の低い信号からなるチャンネルの信号に対して第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率の第2の符号化方式で圧縮符号化がなされた信号を、それぞれ復号化するようにしている。

【0015】

【実施例】以下、本発明の実施例について図面を参照しながら説明する。

【0016】図1には、本発明のデジタルオーディオ信号の伝送装置の構成を示す。本発明実施例のデジタルオーディオ信号の伝送装置は、 n 個(n は3より大なる正の整数であり本実施例では例えば8個)のチャンネルのデジタルオーディオ信号を圧縮符号化して伝送する伝送装置である。

【0017】ここで、本実施例では、上記 n 個(8個)のチャンネルとして、例えば前述したレフトチャンネル(Lch)、レフトセンタチャンネル(LCch)、センタチャンネル(Cch)、サブウーファチャンネル(SWch)、ライトセンタチャンネル(RCch)、ライトチャンネル(Rch)、サラウンドレフトチャンネル(LBch)、サラウンドライトチャンネル(RBch)を用いる。なお、本発明では、上記例に限らず、上記 n 個のチャンネルを例えばセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルの5チャンネルとしたり、また、センタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとレフトセンタチャンネルとライトセンタチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルの7チャンネルとすることもできる。

【0018】本実施例のデジタルオーディオ信号の伝送装置は、上記8チャンネルのデジタルオーディオ信号のうち、 m 個($n > m$ で、図1の例では $m = 6$)のチャンネルのデジタルオーディオ信号であって他の $n - m$

(図1の例では $n - m = 8 - 6 = 2$)個のチャンネルのデジタルオーディオ信号より聴感上影響力の高い信号に対しては第1の圧縮率の第1の符号化方式で圧縮符号化する第1の圧縮符号化手段としての高聴感圧縮符号化回路217~222と、上記 $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対しては上記第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率を有する第2の符号化方式で圧縮符号化する第2の圧縮符号化手段である高率圧縮符号化回路223, 224とを有し、上記高聴感圧縮符号化回路217~222からの圧縮符号化出力と上記高率圧縮符号化回路223, 224からの圧縮符号化出力を共に伝送

することを特徴とするものである。

【0019】なお、本実施例では、上記8チャンネルのうち上記第1の符号化方式で圧縮する上記聴感上影響力の高い信号からなるチャンネル(6個のチャンネル)を、上記レフトチャンネルとレフトセンタチャンネルとセンタチャンネルとサブウーファチャンネルとライトセンタチャンネルとライトチャンネルとし、上記第2の符号化方式で圧縮するチャンネル($n - m$ 個のチャンネル)をサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルとしている。勿論、本発明はこれらに限定されず、例えば上記 n 個のチャンネルを例えばセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルの5チャンネルとしたときには、上記 m 個のチャンネルをセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルの3チャンネルとし、上記 $n - m$ 個のチャンネルをサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルとすることもできる。同様に、上記 n 個のチャンネルを例えばセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとレフトセンタチャンネルとライトセンタチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルの7チャンネルとしたときには、上記 m 個のチャンネルをセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとし、上記 $n - m$ 個のチャンネルをサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルとすることもできる。

【0020】さらに、本発明実施例の伝送装置において、上記第1の符号化方式で圧縮符号化を行う高聴感圧縮符号化回路217~222には、前述したようなサブバンドコーディング等を用いたオーディオ信号の高エネルギー圧縮符号化方式であって人間の聴覚上の特性を利用し、オーディオデータを約1/5に圧縮するような方式、すなわち、入力デジタルオーディオ信号を複数帯域に分割し、各帯域毎のデジタルオーディオ信号を複数サンプル毎にブロック化し、各ブロック単位で直交変換したスペクトルデータを、人間の聴覚特性に応じて適応的に圧縮符号化する方式(例えばいわゆるATRAC: Adaptive Transform Acoustic Coding方式)を用いる。

【0021】また、第2の符号化方式で圧縮符号化を行う高率圧縮符号化回路223, 224には、入力デジタルオーディオ信号を複数サンプル毎に直交変換した係数データとそれに関連するサブ情報(語長情報やスケールファクタの情報)を得、各チャンネルのエネルギーに応じて各チャンネルのビット配分を決定し、この各チャンネルのビット配分によって適応的に圧縮符号化する方式を用いる。勿論、本発明はこれら各符号化方式に限定されるものでないことは言うまでもない。

【0022】さらに、本実施例では、上記伝送として、例えば映画フィルムへの記録や、光ディスク、光磁気ディスク、相変化型光ディスク、磁気ディスク等のディスク状記録媒体、磁気テープ等のテープ状記録媒体への記録、半導体メモリ、ICカードなどへの記録を挙げると

とができる。

【0023】なお、上記伝送を映画フィルムへの記録とした場合には、例えば図2に示すようにスピーカが配置されるデジタルサラウンドシステムに対応することになる。各チャンネルは、センタ(C)チャンネル、サブウーファ(SW)チャンネル、レフト(L)チャンネル、レフトセンタ(CL)チャンネル、ライト(R)チャンネル、ライトセンタ(CR)チャンネル、レフトサラウンド(LB)チャンネル、ライトサラウンド(RB)チャンネルの8つである。

【0024】ここで、この図2において、上記映画フィルムに記録する上記8チャンネルの各チャンネルは、例えば当該映画フィルムの画像記録領域から再生された画像が映写機(プロジェクタ100)によって投影されるスクリーン101側に配置されたレフトスピーカ106、レフトセンタスピーカ104、センタスピーカ102、ライトセンタスピーカ105、ライトスピーカ107、サラウンドレフトスピーカ108及び200、サラウンドライトスピーカ109及び201、サブウーファスピーカ103と対応するものである。

【0025】上記センタスピーカ102は、スクリーン101側の中央に配置され、センタチャンネルのオーディオデータによる再生音を出力するもので例えば俳優のせりふ等の最も重要な再生音を出力する。上記サブウーファスピーカ103は、サブウーファチャンネルのオーディオデータによる再生音を出力するもので、例えば爆発音などの低域の音というよりは振動として感じられる音を効果的に出力するものであり、爆発シーンなどに効果的に使用されることが多いものである。上記レフトスピーカ106及びライトスピーカ107は、上記スクリーン101の左右に配置され、レフトチャンネルのオーディオデータによる再生音とライトチャンネルのオーディオデータによる再生音を出力するもので、ステレオ音響効果を発揮する。上記レフトセンタスピーカ104とライトセンタスピーカ105は、上記センタスピーカ102と上記レフトスピーカ106及びライトスピーカ107との間に配置され、レフトセンタチャンネルのオーディオデータによる再生音とライトセンタチャンネルのオーディオデータによる再生音を出力するもので、それぞれ上記レフトスピーカ106及びライトスピーカ107の補助的な役割を果たす。特にスクリーン101が大きく収容人数の多い映画館等では、座席の位置によって音像の定位が不安定になりやすいが、上記レフトセンタスピーカ104とライトセンタスピーカ107を付加することにより、音像のよりリアルな定位を作り出すのに効果を発揮する。さらに、上記サラウンドレフトスピーカ108とサラウンドライトスピーカ109は、観客席を取り囲むように配置され、サラウンドレフトチャンネルのオーディオデータによる再生音とサラウンドライトチャンネルのオーディオデータによる再生音を出力するもので、残響音

や拍手、歓声に包まれた印象を与える効果がある。これにより、より立体的な音像を作り出すことができる。

【0026】図1に戻って、上述したような8チャンネルのデジタルオーディオ信号を扱う図1の伝送装置は、上記8チャンネルのデジタルオーディオ信号を得るために、各チャンネルに対応するマイクロホン201～208からのアナログオーディオ信号をそれぞれ対応するA/D変換器209～216によってデジタルオーディオ信号に変換する。

10 【0027】各A/D変換器209～216からの各チャンネルのデジタルオーディオ信号は、それぞれ対応する圧縮符号化回路217～224に送られて各々圧縮符号化される。なお、これら各圧縮符号化回路217～224の具体的構成については後述する。

【0028】上記高聴感圧縮符号化回路217～222からの圧縮符号化されたオーディオデータは、それぞれ対応する出力端子233～238から後段の構成に送られる。

20 【0029】一方、上記高率圧縮符号化回路223、224からの圧縮符号化されたオーディオデータは、それぞれハイパスフィルタ225、226によって高域成分のみが取り出された後、加算器227によって加算される。また、上記高率圧縮符号化回路223、224からの圧縮符号化されたオーディオデータは、それぞれローパスフィルタ228、229にも送られる。上記加算器227からのデータは、加算器230によって上記サラウンドレフトチャンネル側に対応するローパスフィルタ228の出力と加算され、出力端子231から出力され、上記サラウンドライトチャンネルに対応するローパスフィルタ229の出力は出力端子232から出力される。

30 【0030】ここで、上記サラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルにおいて上記ハイパスフィルタ225、226からの出力を加算器227によって加算し、当該加算器227の加算出力を、更に加算器228によってサラウンドレフトチャンネルのローパスフィルタ228出力に加算するのは以下の理由による。

40 【0031】すなわち、人間の耳は高域の成分に対する定位感が少なく、このため高域成分については例えば複数個のスピーカのうちのいずれか1つのスピーカからでている人間にはどのスピーカから出てきているのか聞き取り難いという性質がある。このため、複数チャンネルのオーディオ信号の各高域成分を、そのうちの例えば1チャンネルに対応するスピーカのみに送るようにしても、人間には各チャンネルのオーディオ信号の高域成分が当該1つのスピーカのみから出力されているとは感じられない。したがって、本実施例では、上述のように、上記8チャンネルのうちの例えばサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルの音声の高域成分を加算して、例えばサラウンドレフトチャンネルの低域成分の音声に加えるようにしている。これにより、サラウンドレフトチ

チャンネルとサラウンドライトチャンネルの2つのチャンネルの高域成分を1つのチャンネル分に圧縮できることになる。なお、このような高域成分におけるチャンネル間のクロストーク処理は、図1の例のような上記サラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネル間のみならず、図示は省略しているが他のチャンネル間（例えば全チャンネル）についても同様に行うことができる。このように全チャンネルについて高域成分のチャンネルクロストーク処理を行うことで更に圧縮率を上げることが可能となる。

【0032】上述した図1の各出力端子233～238及び231、232からの各チャンネルの圧縮符号化データは、図3のそれぞれ対応する端子233～238及び231、232を介してマルチプレクサ241に送られてマルチプレクスされる。当該マルチプレクサ241の出力は出力端子242を介して伝送路に伝送若しくは上述した本発明の映画フィルムやディスク状記録媒体、テープ状記録媒体などに記録される。

【0033】次に、上記図1の各高聴感圧縮符号化回路217～222について具体的に説明する。

【0034】先ず、図4には、上記各高聴感圧縮符号化回路217～222の一具体例の構成を示す。

【0035】この図4に示す圧縮符号化回路では、入力デジタル信号をフィルタなどにより複数の周波数帯域に分割すると共に、各周波数帯域毎に直交変換を行って、得られた周波数軸のスペクトルデータを、後述する人間の聴覚特性を考慮したいわゆる臨界帯域幅（クリティカルバンド）毎に適応的にビット配分して符号化している。この時、高域では臨界帯域幅を更に分割した帯域を用いる。もちろんフィルタなどによる非ブロッキングの周波数分割幅は等分割幅としてもよい。さらに、本実施例においては、直交変換の前に入力信号に応じて適応的にブロックサイズ（ブロック長）を変化させると共に、クリティカルバンド単位もしくは高域では臨界帯域幅（クリティカルバンド）を更に細分化したブロックでフローティング処理を行っている。

【0036】なお、上記帯域分割用フィルタとしては、例えばQMF等のフィルタがあり、これは1976 R.E.Crochiere Digital coding of speech in subbands Bell Syst.Tech. J. Vol.55, No.8 1976に、述べられている。同じく ICASSP 83, BOSTON Polyphase Quadrature filters—A new subband coding technique Joseph H. Rothweilerには等バンド幅のフィルタ分割手法及び装置が述べられている。

【0037】さらに、上記クリティカルバンドとは、人間の聴覚特性を考慮して分割された周波数帯域であり、ある純音の周波数近傍の同じ強さの狭帯域バンドノイズによって当該純音がマスクされるときそのノイズの持つ帯域のことである。このクリティカルバンドは、高域ほど帯域幅が広がっており、上記0～22 kHzの全周波数帯域は例えば25のクリティカルバンドに分割さ

れている。

【0038】すなわち、図4において、入力端子10には例えば0～22 kHzのオーディオPCM信号が供給されている。この入力信号は、例えばいわゆるQMF等の帯域分割フィルタ11により0～11 kHz帯域と11 k～22 kHz帯域とに分割され、0～11 kHz帯域の信号は同じくいわゆるQMF等の帯域分割フィルタ12により0～5.5 kHz帯域と5.5 k～11 kHz帯域とに分割される。帯域分割フィルタ11からの11 k～22 kHz帯域の信号は、直交変換回路の一例であるMDCT (Modified Discrete Cosine Transform) 回路13に送られ、帯域分割フィルタ12からの5.5 k～11 kHz帯域の信号はMDCT回路14に送られ、帯域分割フィルタ12からの0～5.5 kHz帯域の信号はMDCT回路15に送られることにより、それぞれMDCT処理される。

【0039】各MDCT回路13、14、15では、各帯域毎に設けたブロック決定回路19、20、21により後述するように決定されたブロックサイズに基づいてMDCT処理がなされる。

【0040】なお、各MDCT回路13、14、15における上記MDCT処理については、ICASSP 1987 Subband/Transform Coding Using Filter Bank Designs Based on Time Domain Aliasing Cancellation J.P.Princen, A.B.Bradley Univ. of Surrey Royal Melbourne Inst. of Tech.に述べられている。

【0041】上記ブロック決定回路19、20、21で決定されたブロックサイズを示す情報は、後述の適応ビット配分符号化回路16、17、18に送られると共に、出力端子23、25、27から出力される。

【0042】ここで、上記適応ビット配分符号化回路16、17、18においては、各MDCT回路13、14、15の出力から、上記臨界帯域（クリティカルバンド）または高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎のエネルギーが、例えば当該バンド内での各振幅値の2乗平均の平方根を計算すること等により求められ、この計算結果に基づいてビット配分が行われる。もちろん、上記スケールファクタそのものを以後のビット配分の為に用いるようにしてもよい。この場合には新たなエネルギー計算の演算が不要となるため、ハード規模の節約となる。また、各バンド毎のエネルギーの代わりに、振幅値のピーク値、平均値等を用いることも可能である。なお、各MDCT回路13、14、15にてMDCT処理されて得られた周波数領域のスペクトルデータあるいはMDCT係数データは、いわゆる臨界帯域（クリティカルバンド）または高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎にまとめられて当該適応ビット配分符号化回路16、17、18に送られている。

【0043】さらに、上記適応ビット配分符号化回路16、17、18では、上記ブロックサイズの情報、及び

臨界帯域（クリティカルバンド）または高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎に割り当てられたビット数に応じて各スペクトルデータ（あるいはMDC T係数データ）を再量子化（正規化して量子化）するようにしている。適応ビット配分符号化回路16、17、18で符号化されたデータは、出力端子22、24、26を介して取り出される。また、当該適応ビット配分符号化回路16、17、18では、どのような信号の大きさに関する正規化がなされたかを示すスケールファクタと、どのようなビット長で量子化がされたかを示すビット長情報も求めており、これらも同時に出力端子22、24、26から出力される。

【0044】これら各出力端子22～27からのデータはまとめられて上記各高聴感圧縮符号化回路217～222の出力となる。

【0045】ところで、上記図1及び図4の例では、各高聴感圧縮符号化回路217～222においては各チャンネル毎にビット配分を行って圧縮符号化を行っているが、これら各高聴感圧縮符号化回路217～222間でビット配分を行う（すなわち各回路217～222に対応するチャンネル間でビット配分を行う）ことも可能である。

【0046】この高聴感圧縮符号化回路217～222間でビット配分を行う場合の各回路構成について、以下に説明する。図5には、チャンネル間でビット配分を行う高聴感圧縮符号化回路の構成を示す。なお、この図5の構成のうち、適応ビット配分符号化回路16、17、18を除く他の構成要素は図4の対応する構成要素と基本的には同一のものである。

【0047】この図5に示される圧縮符号化回路において、図4同様のブロック決定回路19、20、21により決定される各MDC T回路13、14、15でのブロックサイズ的具体例を図6のA及びBに示す。なお、図6のAには直交変換ブロックサイズが長い場合（ロングモードにおける直交変換ブロックサイズ）を、図6のBには直交変換ブロックサイズが短い場合（ショートモードにおける直交変換ブロックサイズ）を示している。この図6の具体例においては、3つのフィルタ出力は、それぞれ2つの直交変換ブロックサイズを持つ。すなわち、低域側の0～5.5kHz帯域の信号及び中域の5.5k～11kHz帯域の信号に対しては、長いブロック長の場合（図6のA）は1ブロック内のサンプル数を128サンプルとし、短いブロックが選ばれた場合（図6のB）には1ブロック内のサンプル数を32サンプル毎のブロックとしている。これに対して高域側の11k～22kHz帯域の信号に対しては、長いブロック長の場合（図6のA）は1ブロック内のサンプル数を256サンプルとし、短いブロックが選ばれた場合（図6のB）には1ブロック内のサンプル数を32サンプル毎のブロックとしている。このようにして短いブロックが

選ばれた場合には各帯域の直交変換ブロックのサンプル数を同じとして高域程時間分解能を上げ、なおかつブロック化に使用するウィンドウの種類を減らしている。なお、図5の具体例のブロック決定回路19、20、21で決定されたブロックサイズを示す情報は、後述の適応ビット配分符号化回路16、17、18に送られると共に、出力端子23、25、27から出力される。

【0048】この図5の具体例の適応ビット配分符号化回路16、17、18では、上記ブロックサイズの情報、及び臨界帯域（クリティカルバンド）または高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎に割り当てられたビット数に応じて各スペクトルデータ（あるいはMDC T係数データ）を再量子化（正規化して量子化）するようにしている。この時、適応ビット配分符号化回路16、17、18では、各チャンネル間でのチャンネルビット配分、すなわち各チャンネルの信号全体を見ることにより、チャンネル毎の使用ビット量を適応的に最適に振り分けるビット配分を同時に行う。この場合の当該チャンネルビット配分は、後述する適応ビット配分回路から端子28を介して供給されたチャンネルビット配分信号に基づいて行われる。このようにして符号化されたデータは、出力端子22、24、26を介して取り出される。また、当該適応ビット配分符号化回路16、17、18では、どのような信号の大きさに関する正規化がなされたかを示すスケールファクタと、どのようなビット長で量子化がされたかを示すビット長情報も求めており、これらも同時に出力端子22、24、26から出力される。

【0049】次に、上記ビット配分を行うための適応ビット配分回路の具体的な構成及び動作を図7を用いて説明する。なお、この図7の例では、図1に対応して前記8チャンネルのうちの6チャンネルについてのビット配分に対応している。すなわち、聴感上影響の高い信号からなるチャンネルであるレフトチャンネルとレフトセンタチャンネルとセンタチャンネルとサブウーファチャンネルとライトセンタチャンネルとライトチャンネルの6チャンネルに対応している。

【0050】この図7において、各チャンネルの共通部について例えばレフトチャンネル（Lch）を用いて説明する（他のチャンネルについては同一の指示符号を付して説明は省略している）と、レフトチャンネルの入力情報信号は当該レフトチャンネル用の入力端子31に与えられる。なお、この端子31は、図5の端子29と対応している。この入力情報信号はマッピング回路（Mapping）32により時間領域の信号から周波数領域に展開される。ここで、フィルタによる場合には、サブバンド信号として時間領域サンプルが得られることになり、直交変換出力の場合及びフィルタリング後に直交変換を行う場合には周波数領域サンプルが得られることになる。

【0051】これらのサンプルは、ブロッキング（Blocking）回路33によって複数サンプル毎にまとめられる。

10

20

30

40

50

ここで、フィルタによる場合には時間領域の複数サンプルがまとめられることになり、直交変換出力の場合及びフィルタリング後に直交変換を行う場合には周波数領域の複数サンプルがまとめられることになる。

【0052】また、本具体例では、マッピングの途中のMDC T入力時間領域信号の時間変化を時間変化算出回路34により算出する。

【0053】上記ブロッキング回路33により複数のサンプル毎にまとめられた各サンプルは正規化回路37で正規化される。ここで、正規化のための係数であるスケールファクタは、スケールファクタ算出回路35によって得られる。同時にトナリティの大きさがトナリティ算出回路36で算出される。

【0054】以上で求められるパラメータは、ビット配分回路38でビット配分のために使用される。ここで、MDC T係数を表現して伝送又は記録に使えるビット数を、全チャンネル（上記6チャンネル）で800Kbpsとすると、本具体例のビット配分回路38では、チャンネルビット配分を含む第1のビット配分（第1のビット配分量）と、チャンネルビット配分を含まない第2のビット配分（第2のビット配分量）の2つを求める。

【0055】先ず、チャンネルビット配分を含む第1のビット配分の配分手法について説明する。ここではスケールファクタの周波数領域の分布をみて適応的にビット配分を行う。

【0056】この場合、全チャンネルのスケールファクタの周波数領域の分布をみてチャンネル間でのビット配分を行うことで有効なビット配分を行うことができる。このとき、複数チャンネルの信号情報が、スピーカの場合のように同一音場のなかで混合されて左右の耳に達する場合を考えると、全チャンネル信号の加算されたものでマスキングが作用すると考えてよいから、図8のA、Fに示すように、同一帯域において各チャンネルが同一のノイズレベルになるようにビット配分を行うことが有効である。このための一方法としてはスケールファクタ指標の大きさに比例したビット配分を行えばよい。すなわち、以下の式によってビット配分を行う。

$$\begin{aligned} B_m &= B * (\sum S F_n) / S \\ S &= \sum (\sum S F_n) \end{aligned}$$

【0058】ここで、 B_m は各チャンネルへのビット配分量、 B は全チャンネルへのビット配分量、 $S F_n$ はスケールファクタ指標であり概略ピーク値の対数に対応している。 n は各チャンネル内のブロックフローティングバンド番号、 m はチャンネル番号、 S は全チャンネルのスケールファクタ指標の和である。なお、図8には、レフトチャンネルとライトチャンネルのみ示し他の4チャンネルについては図示を省略している。

【0059】以上に加えて、ビット配分回路38は、各チャンネルの信号の時間変化特性を検出して、この指標によってチャンネル毎のビット配分量を変えるプロセスを持

つ。この時間変化を表す指標は次のようにして求められる。

【0060】図9のA～Fに示すように、チャンネルが6チャンネルあるとすると、それぞれのチャンネルの情報入力信号についてビット配分の時間単位であるビット配分時間ブロックを時間的に4分割し、それぞれの時間ブロック（サブブロック）のピーク値を得る。そして各サブブロックのピーク値が小から大へと変わるところの差分の大きさに応じてチャンネル間でビットを分け合う。ここで、このビット配分のために6チャンネル合計でCビット使えるとしたとき、各チャンネルの各サブブロックのピーク値が小から大へと変わるところの差分の大きさがそれぞれ a 、 b 、 c 、 d 、 e 、 f デシベル（dB）とすると、それぞれ $C * a / T$ 、 $C * b / T$ 、 \dots 、 $C * f / T$ ビット（ビット）と配分することができる。ここで、 $T = a + b + c + d + e + f$ である。信号情報が大きくなる程度が大であるほどそのチャンネルに対してのビット配分量が大きくなる。なお、図9には、レフトチャンネルとレフトセンタチャンネルとライトチャンネルのみ示し他の3つのチャンネルについては図示を省略している。

【0061】次に、チャンネルビット配分を含まない第2のビット配分の配分手法について説明する。ここでは、チャンネルビット配分を含まない第2のビット配分の手法として更に2つのビット配分からなるビット配分手法について説明する。なお、この第2のビット配分は、前記図4における適応ビット配分符号化回路でのビット配分処理に対応している。

【0062】この2つのビット配分をそれぞれビット配分(1)とビット配分(2)とする。以下のビット配分では各チャンネルで利用できるビットレートは事前にそれぞれのチャンネルで固定的に決めておく。例えば、6チャンネルの内音声など重要部分を担う2つのチャンネルには147kbpsという比較的大きいビットを使い、サブウーハチャンネルには高々2kbps、それ以外のチャンネルには100kbpsを割り当てておく。

【0063】先ず、ビット配分(1)に使うべきビット量を確定する。そのためには、信号情報(a)のスペクトル情報のうちトナリティ情報及び信号情報(b)の時間変化情報を使用する。

【0064】ここで、トナリティ情報について説明すると、指標としては、信号スペクトルの隣接値間の差の絶対値の和を、信号スペクトル数で割った値を、指標として用いている。より簡単にはブロックフローティングの為のブロックごとのスケールファクタの、隣接スケールファクタ指標の間の差の平均値を用いる。スケールファクタ指標は、概略スケールファクタの対数値に対応している。本実施例では、ビット配分(1)に使うべきビット量をこのトナリティを表す値に対応させて最大80kbps、最小10kbpsと設定している。ここでは簡単のために、全チャンネルそれぞれの割当を等しく10

0 k b p s としている。

【0065】トナリリティ計算は次式のように行う。

【0066】

$T = (1/WL_{max}) (\sum ABS(SF_n - 1))$

【0067】なお、 WL_{max} はワードレングス最大値=16、 SF_n はスケールファクタ指標で概略ピーク値の対数に対応している。 n はブロックフローティングバンド番号である。

【0068】このようにして求められたトナリリティ情報 T とビット配分(1)のビット配分量とは、図10に示すように対応付けられる。

【0069】これと共に本実施例においては、ビット配分(1)とそれに付加するその他の少なくとも1つのビット配分との分割率は、情報信号の時間変化特性に依存する。本具体例では、直交変換時間ブロックサイズを更に分割した時間区間毎に信号情報のピーク値を隣接ブロック毎に比較することにより情報信号の振幅が急激に大きくなる時間領域を検出してその大きくなる時の状態の程度により分割率を決定する。

【0070】時間変化率計算は次式のように行う。

【0071】 $V_t = \sum V_m$

$V_{av} = (1/V_{max}) * (1/Ch) V_t$

【0072】ここで、 V_t は各チャンネルの時間サブブロックのピーク値の小から大への変化をdB値で表しもののチャンネルに関する和、 V_m は各チャンネルの時間サブブロックのピーク値の小から大への変化をdB値で表しもので一番大きいものの大きさ(但し最大値を30dBに制限し V_{max} であらわす。 m はチャンネル番号、 Ch はチャンネル数、 V_{av} は時間サブブロックのピーク値の小から大への変化をdB値で表しもののチャンネル平均である。

【0073】このようにして求められた時間変化率 V_{av} とビット配分(1)の配分量とは、図11に示すように対応付けられる。最終的にビット配分(1)への配分量は次の式で求められる。

【0074】 $B = 1/2 (B_f + B_t)$

【0075】ここで、 B は最終的なビット配分(1)への配分量、 B_f は T_{va} より求められたビット配分量、 B_t は V_{av} より求められたビット配分量である。

【0076】ここでのビット配分(1)はスケールファクタに依存した周波数、時間領域上の配分がなされる。

【0077】このようにしてビット配分(1)に使用されるビット量が決定されたならば、次にビット配分(1)で使われなかったビットについての配分すなわちビット配分(2)を決定する。ここでは多種のビット配分が行われる。

【0078】第1に全てのサンプル値に対する均一配分が行われる。この場合のビット配分に対する量子化雑音スペクトルの一例を図12に示す。この場合、全周波数帯域で均一の雑音レベル低減が行える。

【0079】第2に信号情報の周波数スペクトル及びレベルに対する依存性を持たせた聴覚的な効果を得るためのビット配分が行われる。この場合のビット配分に対する量子化雑音スペクトルの一例を図13に示す。この例では情報信号のスペクトルに依存させたビット配分を行っていて、特に情報信号のスペクトルの低域側にウェイトをおいたビット配分を行い、広域側に比して起きる低域側でのマスキング効果の減少を補償している。これは隣接臨界帯域間でのマスキングを考慮して、スペクトルの低域側を重視したマスキングカーブの非対象性に基いている。このように、図13の例では低域を重視したビット配分が行われている。

【0080】そして最終的にビット配分(1)とビット配分(1)に付加されるビット配分の値の和が図7のビット配分回路38でとられる。最終的なビット配分は以上の各ビット配分の和として与えられる。

【0081】なお、図12、図13の図中 S は信号スペクトルを、 $NL1$ は上記全てのサンプルに対する均一配分による雑音レベルを、 $NL2$ は上記周波数スペクトル及びレベルに対する依存性を持たせた聴覚的な高かを得るためのビット配分による雑音レベルを示している。

【0082】次にチャンネルビット配分を含まないビット配分の別の手法を次に説明する。この場合の適応ビット配分回路の動作を図14で説明するとMDC T係数の大きさが各ブロックごとに求められ、そのMDC T係数が入力端子801に供給される。当該入力端子801に供給されたMDC T係数は、帯域毎のエネルギー算出回路803に与えられる。帯域毎のエネルギー算出回路803では、クリティカルバンドまたは高域においてはクリティカルバンドを更に再分割したそれぞれの帯域に関する信号エネルギーを算出する。帯域毎のエネルギー算出回路803で算出されたそれぞれの帯域に関するエネルギーは、エネルギー依存ビット配分回路804に供給される。

【0083】エネルギー依存ビット配分回路804では、使用可能総ビット発生回路802からの使用可能総ビット、本実施例では128Kbpsの内のある割合(本実施例では100Kbps)を用いて白色の量子化雑音を作り出すようなビット配分を行う。このとき、入力信号のトナリリティが高いほど、すなわち入力信号のスペクトルの凸凹が大きいほど、このビット量が上記128Kbpsに占める割合が増加する。なお、入力信号のスペクトルの凸凹を検出するには、隣接するブロックのブロックフローティング係数の差の絶対値の和を指標として使う。そして、求められた使用可能なビット量につき、各帯域のエネルギーの対数値に比例したビット配分を行う。

【0084】聴覚許容雑音レベルに依存したビット配分算出回路805は、まず上記クリティカルバンド毎に分割されたスペクトルデータに基づき、いわゆるマスキング効果等を考慮した各クリティカルバンド毎の許容ノイ

ズ量を求め、次に聴覚許容雑音スペクトルを与えるように使用可能総ビットからエネルギー依存ビットを引いたビット分が配分される。このようにして求められたエネルギー依存ビットと聴覚許容雑音レベルに依存したビットは加算されて、図 5（図 4 の場合も同様）の適応ビット配分符号化回路 16、17、18 により各クリティカルバンド毎もしくは高域においてはクリティカルバンドを更に複数帯域に分割した帯域に割り当てられたビット数に応じて各スペクトルデータ（あるいは MDC T 係数データ）を再量子化するようにしている。このようにして符号化されたデータは、図 5 の出力端子 22、24、26 を介して取り出される。

【0085】さらに詳しく上記聴覚許容雑音スペクトル依存のビット配分回路 805 中の聴覚許容雑音スペクトル算出回路について説明すると、MDC T 回路 13、14、15 で得られた MDC T 係数が上記許容雑音算出回路に与えられる。

【0086】図 15 は上記許容雑音算出回路をまとめて説明した一具体例の概略構成を示すブロック回路図である。この図 15 において、入力端子 521 には、MDC T 回路 13、14、15 からの周波数領域のスペクトルデータが供給されている。

【0087】この周波数領域の入力データは、帯域毎のエネルギー算出回路 522 に送られて、上記クリティカルバンド（臨界帯域）毎のエネルギーが、例えば当該バンド内での各振幅値 2 乗の総和を計算すること等により求められる。この各バンド毎のエネルギーの代わりに、振幅値のピーク値、平均値等が用いられることもある。このエネルギー算出回路 522 からの出力として、例えば各バンドの総和値のスペクトルは、一般にバークスペクトルと称されている。図 16 はこのような各クリティカルバンド毎のバークスペクトル SB を示している。ただし、この図 16 では、図示を簡略化するため、上記クリティカルバンドのバンド数を 12 バンド（B1～B12）で表現している。

【0088】ここで、上記バークスペクトル SB のいわゆるマスキングに於ける影響を考慮するために、該バークスペクトル SB に所定の重み付け関数を掛けて加算するような畳込み（コンボリューション）処理を施す。このため、上記帯域毎のエネルギー算出回路 522 の出力すなわち該バークスペクトル SB の各値は、畳込みフィルタ回路 523 に送られる。該畳込みフィルタ回路 523 は、例えば、入力データを順次遅延させる複数の遅延素子と、これら遅延素子からの出力にフィルタ係数（重み付け関数）を乗算する複数の乗算器（例えば各バンドに対応する 25 個の乗算器）と、各乗算器出力の総和をとる総和加算器とから構成されるものである。なお、上記マスキングとは、人間の聴覚上の特性により、ある信号によって他の信号がマスクされて聞こえなくなる現象をいうものであり、このマスキング効果には、時間領域の

オーディオ信号による時間軸マスキング効果と、周波数領域の信号による同時刻マスキング効果とがある。これらのマスキング効果により、マスキングされる部分にノイズがあったとしても、このノイズは聞こえないことになる。このため、実際のオーディオ信号では、このマスキングされる範囲内のノイズは許容可能なノイズとされる。

【0089】ここで、上記畳込みフィルタ回路 523 の各乗算器の乗算係数（フィルタ係数）の一具体例を示すと、任意のバンドに対応する乗算器 M の係数を 1 とするとき、乗算器 M-1 で係数 0.15 を、乗算器 M-2 で係数 0.0019 を、乗算器 M-3 で係数 0.0000086 を、乗算器 M+1 で係数 0.4 を、乗算器 M+2 で係数 0.06 を、乗算器 M+3 で係数 0.007 を各遅延素子の出力に乗算することにより、上記バークスペクトル SB の畳込み処理が行われる。ただし、M は 1～25 の任意の整数である。

【0090】次に、上記畳込みフィルタ回路 523 の出力は引算器 524 に送られる。該引算器 524 は、上記畳込んだ領域での後述する許容可能なノイズレベルに対応するレベル α を求めるものである。なお、当該許容可能なノイズレベル（許容ノイズレベル）に対応するレベル α は、後述するように、逆コンボリューション処理を行うことによって、クリティカルバンドの各バンド毎の許容ノイズレベルとなるようなレベルである。ここで、上記引算器 524 には、上記レベル α を求めるための許容関数（マスキングレベルを表現する関数）が供給される。この許容関数を増減させることで上記レベル α の制御を行っている。当該許容関数は、次に説明するような $(n - a_i)$ 関数発生回路 525 から供給されているものである。

【0091】すなわち、許容ノイズレベルに対応するレベル α は、クリティカルバンドのバンドの低域から順に与えられる番号を i とすると、次の式で求めることができる。

$$\alpha = S - (n - a_i)$$

この式において、 n 、 a は定数で $a > 0$ 、 S は畳込み処理されたバークスペクトルの強度であり、式中 $(n - a_i)$ が許容関数となる。例として $n = 38$ 、 $a = -0.5$ を用いることができる。

【0092】このようにして、上記レベル α が求められ、このデータは、割算器 526 に伝送される。当該割算器 526 では、上記畳込みされた領域での上記レベル α を逆コンボリューションするためのものである。したがって、この逆コンボリューション処理を行うことにより、上記レベル α からマスキングスレッシュホールドが得られるようになる。すなわち、このマスキングスレッシュホールドが許容ノイズスペクトルとなる。なお、上記逆コンボリューション処理は、複雑な演算を必要とするが、本実施例では簡略化した割算器 526 を用いて逆コ

ンボリュームを行っている。

【0093】次に、上記マスキングスレッショールドは、合成回路527を介して減算器528に伝送される。ここで、当該減算器528には、上記帯域毎のエネルギー検出回路522からの出力、すなわち前述したパックスペクトルSBが、遅延回路529を介して供給されている。したがって、この減算器528で上記マスキングスレッショールドとパックスペクトルSBとの減算演算が行われることで、図17に示すように、上記パックスペクトルSBは、該マスキングスレッショールドMSのレベルで示すレベル以下がマスキングされることになる。なお、遅延回路529は上記合成回路527以前の各回路での遅延量を考慮してエネルギー検出回路522からのパックスペクトルSBを遅延させるために設けられている。

【0094】当該減算器528からの出力は、許容雑音補正回路530を介し、出力端子531を介して取り出され、例えば配分ビット数情報が予め記憶されたROM等（図示せず）に送られる。このROM等は、上記減算回路528から許容雑音補正回路530を介して得られた出力（上記各バンドのエネルギーと上記ノイズレベル設定手段の出力との差分のレベル）に応じ、各バンド毎の配分ビット数情報を出力する。

【0095】このようにしてエネルギー依存ビットと聴覚許容雑音レベルに依存したビットは加算されてその配分ビット数情報が図5の端子28を介して上記適応ビット配分符号化回路16、17、18に送られることで、ここでMDC T回路13、14、15からの周波数領域の各スペクトルデータがそれぞれのバンド毎に割り当てられたビット数で量子化されるわけである。

【0096】すなわち要約すれば、適応ビット配分符号化回路16、17、18では、上記クリティカルバンドの各バンド帯域（クリティカルバンド）毎もしくは高域においてはクリティカルバンドを更に複数帯域に分割した帯域のエネルギーもしくはピーク値と上記ノイズレベル設定手段の出力との差分のレベルに応じて配分されたビット数で上記各バンド毎のスペクトルデータを量子化することになる。

【0097】ところで、上述した合成回路527での合成の際には、最小可聴カーブ発生回路532から供給される図17に示すような人間の聴覚特性であるいわゆる最小可聴カーブRCを示すデータと、上記マスキングスレッショールドMSとを合成することができる。この最小可聴カーブにおいて、雑音絶対レベルがこの最小可聴カーブ以下ならば該雑音は聞こえないことになる。この最小可聴カーブは、コーディングが同じであっても例えば再生時の再生ボリュームの違いで異なるものとなが、現実的なデジタルシステムでは、例えば16ビットダイナミックレンジへの音楽のはいり方にはさほど違いがないので、例えば4kHz付近の最も耳に聞こえやすい

周波数帯域の量子化雑音が聞こえないとすれば、他の周波数帯域ではこの最小可聴カーブのレベル以下の量子化雑音は聞こえないと考えられる。したがって、このように例えばシステムの持つダイナミックレンジの4kHz付近の雑音が聞こえない使い方をすると仮定し、この最小可聴カーブRCとマスキングスレッショールドMSとを共に合成することで許容ノイズレベルを得るようにすると、この場合の許容ノイズレベルは、図17中の斜線で示す部分までとすることができるようになる。なお、本実施例では、上記最小可聴カーブの4kHzのレベルを、例えば20ビット相当の最低レベルに合わせている。また、この図17は、信号スペクトルSSも同時に示している。

【0098】また、上記許容雑音補正回路530では、補正情報出力回路533から送られてくる例えば等ラウドネスカーブの情報に基づいて、上記減算器528からの出力における許容雑音レベルを補正している。ここで、等ラウドネスカーブとは、人間の聴覚特性に関する特性曲線であり、例えば1kHzの純音と同じ大きさに聞こえる各周波数での音の音圧を求めて曲線で結んだもので、ラウドネスの等感度曲線とも呼ばれる。またこの等ラウドネス曲線は、図17に示した最小可聴カーブRCと略同じ曲線を描くものである。この等ラウドネス曲線においては、例えば4kHz付近では1kHzのところより音圧が8〜10dB下がっても1kHzと同じ大きさに聞こえ、逆に、50Hz付近では1kHzでの音圧よりも約15dB高くないと同じ大きさに聞こえない。このため、上記最小可聴カーブのレベルを越えた雑音（許容ノイズレベル）は、該等ラウドネス曲線に応じたカーブで与えられる周波数特性を持つようにするのが良いことがわかる。このようなことから、上記等ラウドネス曲線を考慮して上記許容ノイズレベルを補正することは、人間の聴覚特性に適合していることがわかる。

【0099】以上述べた聴覚許容雑音レベルに依存したスペクトル形状を使用可能総ビット128Kbpsの内のある割合を用いるビット配分で作る。この割合は入力信号のトナリティが高くなるほど減少する。

【0100】次に2つのビット配分手法の間でのビット量分割手法について説明する。図14に戻って、MDC T回路出力が供給される入力端子801からの信号は、スペクトルの滑らかさ算出回路808にも与えられ、ここでスペクトルの滑らかさが算出される。本実施例では、信号スペクトルの絶対値の隣接値間の差の絶対値の和を、信号スペクトルの絶対値の和で割った値を、上記スペクトルの滑らかさとして算出している。

【0101】上記スペクトルの滑らかさ算出回路808の出力は、ビット分割率決定回路809に与えられ、ここでエネルギー依存のビット配分と、聴覚許容雑音スペクトルによるビット配分間のビット分割率が決定される。ビット分割率はスペクトルの滑らかさ算出回路80

10

20

30

40

50

8の出力値が大きいほど、スペクトルの滑らかさが無いと考えて、エネルギー依存のビット配分よりも、聴覚許容雑音スペクトルによるビット配分に重点をおいたビット配分を行う。ビット分割率決定回路809は、それぞれエネルギー依存のビット配分及び聴覚許容雑音スペクトルによるビット配分の大きさをコントロールするマルチブライヤ811及び812に対してコントロール出力を送る。ここで、仮にスペクトルが滑らかであり、エネルギー依存のビット配分に重きをおくように、マルチブライヤ811へのビット分割率決定回路809の出力が0、8の値を取ったとき、マルチブライヤ812へのビット分割率決定回路809の出力は $1-0.8=0.2$ とする。これら2つのマルチブライヤの出力はアダー806で足し合わされて最終的なビット配分情報となって、出力端子807から出力される。

【0102】このときのビット配分の様子を図18、図19に示す。また、これに対応する量子化雑音の様子を図20、図21に示す。図18は信号のスペクトルが割合平坦である場合を示しており、図19は信号スペクトルが高いトナリティを示す場合を示している。また、図18及び図19の図中QSは信号レベル依存分のビット量を示し、図中QNは聴覚許容雑音レベル依存のビット割当分のビット量を示している。図20及び図21の図中Lは信号レベルを示し、図中NSは信号レベル依存分による雑音低下分を、図中NNは聴覚許容雑音レベル依存のビット割当分による雑音低下分を示している。

【0103】まず、信号のスペクトルが、割合平坦である場合を示す図18において、聴覚許容雑音レベルに依存したビット配分は、全帯域に渡り大きい信号雑音比を取るために役立つ。しかし低域及び高域では比較的小さいビット配分が使用されている。これは聴覚的にこの帯域の雑音に対する感度が小さいためである。信号エネルギーレベルに依存したビット配分の分は量としては少ないが、ホワイトな雑音スペクトルを生じるように、この場合には中低域の信号レベルの高い周波数領域に重点的に配分されている。

【0104】これに対して、図19に示すように、信号スペクトルが高いトナリティを示す場合には、信号エネルギーレベルに依存したビット配分量が多くなり、量子化雑音の低下は極めて狭い帯域の雑音を低減するために使用される。聴覚許容雑音レベルに依存したビット配分の集中はこれよりもきつくない。

【0105】図14に示すように、この両者のビット配分の和により、孤立スペクトル入力信号での特性の向上が達成される。

【0106】以上の様にして得られたチャンネルビット配分を含むビット配分とチャンネルビット配分を含まないビット配分の2つを用いて、次のようにして第1と第2の量子化を行う。

【0107】図22を用いて説明する。この例では、全

6チャンネルのうちでチャンネルビット配分を含むビット配分により147kbp/sを越えるビット配分がなされるチャンネルはセンタチャンネルとサブウーファチャンネルとライトチャンネルである。

【0108】まず、チャンネルビット配分を含むビット配分量が147kbp/sを越えるチャンネルについて、ある一定のビット量例えば128kbp/sを最大とする部分と128kbp/sを越える部分に2分する。

【0109】この処理を行う構成を図23に示す。図23の構成では、チャンネルビット配分を含むビット配分での配分量が147kbp/sを越えるビット配分の各サンプルについて、複数サンプルごとのブロックについての正規化処理すなわちブロックフローティングを行う。この時どの程度のブロックフローティングが行われたかを示す係数としてスケールファクタが得られる。

【0110】この図23において、入力端子900に供給されたMDCT係数(MDCTサンプル)は正規化回路905によって複数サンプル毎に、ブロックについての正規化処理すなわちブロックフローティングが施される。この時どの程度のブロックフローティングが行われたかを示す係数としてスケールファクタが得られる。

【0111】次段の第1の量子化器(quantizer)901は、前記チャンネルビット配分を含まないビット配分の各サンプル語長で量子化を行なう。この時、量子化雑音を少なくするためには四捨五入による量子化が行われる。

【0112】次に、上記正規化回路905の出力と上記量子化器901の出力が差分器902に送られる。すなわち、当該差分器902では、量子化器901の入力と出力の差(量子化誤差)が取られる。この差分器902からの出力は、さらに正規化回路906を介して第2の量子化器903に送られる。

【0113】当該第2の量子化器903では、前記チャンネルビット配分を含むビット配分の各サンプル語長と前記チャンネルビット配分を含まないビット配分の各サンプル語長の差の語長が各サンプル毎に使用される。この時のフローティング係数は第1の量子化器901で用いられたフローティング係数と語長から自動的に決定される。すなわち第1の量子化器901で用いられた語長がNビットであったときには、 $(2^{**}N)$ で第2の量子化器903で用いられるフローティング係数が得られる。

【0114】また、上記第2の量子化器903では、第1の量子化器901と同じように四捨五入処理を含むビット配分を行う。このようにして2つの量子化により、前記チャンネルビット半分を含むビット配分で147kbp/sを越えるビット配分を受けたチャンネルのビットは、128kbp/s以下になるべく128kbp/sに近いビット配分と残りのビット配分とに分けられる。

【0115】ここで、128kbp/sと147kbp/sという2つのスレッシュホールドを設けているのは、以下

10

20

30

40

50

のような理由による。すなわち、前記残りのビット配分データも語長を表すサブ情報が必要であるので、このサブ情報量も含めてデータ領域がとれるようなビット配分がされる最下限量として147 kbpsが設定されている。また、前記チャンネルビット配分を含むビット配分量が128 kbpsを上回り147 kbpsを下回る場合には、128 kbpsを越えたデータ部分にはサブ情報しか書き込めないでサンプル情報を書き込む余地がなく意味がなくなってしまう。このため、このような場合にはこのチャンネルは前記チャンネルビット配分を含まないビット配分で128 kbpsよりも小さく、できるだけ128 kbpsに近いビット配分を行うために、上記128 kbpsが設定されている。

【0116】また、前記チャンネルビット配分を含むビット配分で128 kbpsよりも小さいビット配分となったチャンネルは、そのままそのビット配分を使用する。

【0117】前に述べたように、前記残りのビット配分の成分の大きさは図23で示されるようにビット配分(1)のスケールファクタとワードレングスからスケールファクタを算出できるのでワードレングスのみがデコーダに必要とされる。

【0118】このようにして量子化器901及び903では、それぞれ四捨五入された効率の高い量子化出力が得られる。

【0119】なお、図23の構成(エンコーダ)に対応する構成(デコーダ)では、上記正規化回路905、906に対応する逆正規化処理を行う逆正規化回路908、907が設けられ、これら逆正規化回路908、907の出力が加算器904で加算される。その加算出力が出力端子910から取りだされることになる。

【0120】次に、図1に示したサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルとの間でビット配分を行う高率圧縮符号化回路223、224の具体的構成を図24に示す。

【0121】この図24において、入力端子301にはサラウンドレフトチャンネルのデジタルオーディオ信号が、入力端子311にはサラウンドライトチャンネルのデジタルオーディオ信号が供給される。

【0122】上記入力端子301と311からのデジタルオーディオ信号は、それぞれ対応するバッファ302、312に一旦記憶される。このバッファ302、312からは、各々50%オーバーラップしたNポイント(Nサンプル)毎のブロックでデータが取り出される。このブロック単位のデータは、直交変換回路303、313に送られ、当該直交変換回路303、313によってそれぞれMDCT及びMDST(Modified Discrete Sine transform)の直交変換が施される。

【0123】上記直交変換回路303からの係数データは、それぞれ対応するサブバンド・ブロックフローティングポイント圧縮回路304、314によって圧縮され

る。上記サブバンド・ブロックフローティングポイント圧縮回路304、314からの係数データと語長情報やスケールファクタ等のサブ情報は、対応する適応量子化回路305、315に送られる。また、サブバンド・ブロックフローティングポイント圧縮回路304、314からは、スペクトル情報がlogスペクトラルエンベロープ検出回路308に送られる。

【0124】上記適応量子化回路305は、logスペクトラルエンベロープ検出回路308によって検出されたエンベロープ情報に基づいてチャンネル間ビット配分量を決定する分配決定回路309からのビット配分情報に基づいて、上記係数データとサブ情報を適応的に量子化する。この適応量子化回路305、315からは、量子化された係数データとサブ情報及びビット配分情報とが出力される。この適応量子化回路305、315の各出力は、上記マルチプレクス・エラーコレクション回路306、316に送られる。

【0125】これらマルチプレクス・エラーコレクション回路306、316では、各チャンネル毎に量子化された係数データとサブ情報及びビット配分情報をマルチプレクスすると共に、エラー訂正符号を付加する。これらマルチプレクス・エラーコレクション回路306、316からの出力端子307、317を介した出力が、前記図1のサラウンドレフトチャンネル用とサラウンドライトチャンネル用の高率圧縮符号化回路223、224の出力となる。

【0126】次に、図25には、前記図1の各高聴感圧縮符号化回路217~222に対応する高聴感伸張復号化回路の構成を示す。すなわち、この図25の高聴感伸張復号化回路は、本発明の伝送装置に対応する受信装置に適用されるものであり、前記n個の複数チャンネルのデジタルオーディオ信号のうち、上記m個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第1の符号化方式で圧縮符号化がなされた信号を復号化する回路(1チャンネル分)の構成である。

【0127】この図25において、各帯域の量子化されたMDCT係数は復号化装置入力端子122、124、126に与えられ、また使用されたブロックサイズ情報及び適応ビット配分情報は入力端子123、125、127に与えられる。復号化回路116、117、118では、適応ビット配分情報を用いてビット割当を解除し、ブロックサイズ情報を用いて伸張復号化を行う。

【0128】次に、IMDCT回路113、114、115では、周波数領域の信号が時間領域の信号に変換される。これらの部分帯域の時間領域信号は、IQMF回路112、111により、全体域信号に復号化される。

【0129】ここで、高聴感伸張復号化回路では、前記チャンネルビット配分を含む128 kbps以下のビット配分(1)が行われるチャンネルと、前記チャンネルビット配分を含む147 kbps以上のビット配分(2)が行われ

るチャンネルにおけるある一定のビット量例えば 1 2 8 k b p s を最大とする部分と 1 2 8 k b p s を越える部分のそれぞれが、上記復号化回路 1 1 6, 1 1 7, 1 1 8 で復号化される。但し、ビット配分(2) の 2 つ部分はそれぞれが復号化された後、それぞれのサンプルが加算されて精度の高いサンプルとなる。

【0 1 3 0】また、得られた各チャンネルのデータの並べ方については、シンクブロック中に、先ず、(1) 前記チャンネルビット配分を含む 1 2 8 k b p s 以下のビット配分が行われるチャンネル、(2) 前記チャンネルビット配分を含む 1 4 7 k b p s 以上のビット配分が行われるチャンネルにおけるある一定のビット量例えば 1 2 8 k b p s を最大とする部分を、チャンネル順に並べ、次に前記チャンネルビット配分を含む 1 4 7 k b p s 以上のビット配分が行われるチャンネルにおける 1 2 8 k b p s を越える部分をチャンネル順に並べる。

【0 1 3 1】次に、図 1 の高率圧縮符号化回路 2 2 3, 2 2 4 に対応する高率伸張復号化回路の構成を図 2 6 (1 チャンネル分) に示す。すなわち、この図 2 6 の高率伸張復号化回路は、本発明の伝送装置に対応する受信装置に適用されるものであり、前記 n - m 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第 2 の符号化方式で圧縮符号化がされた信号を復号化する回路 (1 チャンネル分) の構成である。

【0 1 3 2】この図 2 6 において、入力端子 4 1 0 には、前記高率圧縮符号化が施されたデジタルオーディオ信号が供給される。この信号は、デマルチプレクス・エラーコレクション回路 4 1 1 によってデマルチプレクスとエラー訂正が行われる。

【0 1 3 3】当該デマルチプレクス・エラーコレクション回路 4 1 1 からは、適応量子化された係数データとサブ情報及びビット配分情報とが出力される。係数データ及びサブ情報は、適応逆量子化回路 4 1 2 に送られる。また、ビット配分情報は量子化ステップサイズコントロール回路 4 1 3 に送られる。上記適応逆量子化回路 4 1 2 は、上記量子化ステップサイズコントロール回路 4 1 3 からの量子化ステップサイズ情報に基づいて、上記量子化変換係数情報に対して逆量子化を施す。この適応逆量子化回路 4 1 2 からの量子化圧縮変換係数はサブバンド・ブロックフローティングポイント伸張回路 4 1 4 に送られる。

【0 1 3 4】上記サブバンド・ブロックフローティングポイント伸張回路 4 1 4 では、前記図 2 4 のサブバンド・ブロックフローティングポイント圧縮回路 3 0 4, 3 1 4 の逆処理を行う。この伸張回路 4 1 4 の出力は、同じく図 2 4 の直交変換回路 3 0 3, 3 1 3 の逆変換処理を行う逆直交変換回路 4 1 5 によって N ポイントのサンプルデータに変換され、ウインドウ・オーバーラップ加算回路 4 1 6 に送られる。当該ウインドウ・オーバーラップ加算回路 4 1 6 では、前記オーバーラップが解除さ

れて、PCMオーディオ信号として出力される。このPCMオーディオ信号が出力端子 4 1 6 から取り出される。

【0 1 3 5】

【発明の効果】以上の説明からも明らかなように、本発明のデジタルオーディオ信号の伝送装置においては、複数チャンネルの信号のうち、聴感上影響力の高い信号からなるチャンネルの信号に対しては聴感上の劣化が少ない第 1 の圧縮率の第 1 の符号化方式によって圧縮符号化を行い、聴感上影響力の低い信号からなるチャンネルの信号に対しては第 1 の圧縮率よりも高い第 2 の圧縮率の第 2 の符号化方式で圧縮符号化を行うようにしているため、特に重要な音に対しては高音質の圧縮符号化が可能であると共に、ビット配分量 (バイト配分量) の無駄を無くすることが可能となる。

【0 1 3 6】また、本発明のデジタルオーディオ信号の受信装置においては、複数チャンネルの信号のうち、聴感上影響力の高い信号からなるチャンネルの信号に対して聴感上の劣化が少ない第 1 の圧縮率の第 1 の符号化方式によって圧縮符号化がされた信号と、聴感上影響力の低い信号からなるチャンネルの信号に対して第 1 の圧縮率よりも高い第 2 の圧縮率の第 2 の符号化方式で圧縮符号化がなされた信号を、それぞれ復号化可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明実施例のデジタルオーディオ信号の伝送装置の主要部の概略構成を示すブロック回路図である。

【図 2】8 チャンネルデジタルサラウンドシステムにおけるスピーカの配置を説明するための図である。

【図 3】各チャンネルの圧縮されたオーディオ信号をマルチプレクスする構成を示すブロック回路図である。

【図 4】高聴感圧縮符号化回路の一具体例 (チャンネル間ビット配分を行わない例) の概略構成を示すブロック回路図である。

【図 5】高聴感圧縮符号化回路の一具体例 (チャンネル間ビット配分を行う例) の概略構成を示すブロック回路図である。

【図 6】高聴感圧縮符号化回路での信号の周波数及び時間分割を示す図である。

【図 7】高聴感圧縮符号化回路のマルチチャンネルでのビット配分用パラメータを求める構成の一例を示すブロック回路図である。

【図 8】高聴感圧縮符号化回路におけるチャンネル間でスペクトルの大きさからビット配分を行う概念を示す図である。

【図 9】高聴感圧縮符号化回路におけるチャンネル間での情報信号の時間特性を考慮したビット配分の為のパラメータの求め方を示す図である。

【図 1 0】ビット配分(1) のビット配分量とトナリティとの間の関係を示す図である。

【図11】ビット配分(1)のビット配分量と時間変化率との間の関係を示す図である。

【図12】均一配分の時のノイズスペクトルを示す図である。

【図13】情報信号の周波数スペクトル及びレベルに対する依存性を持たした聴覚的な効果を得るためのビット配分によるノイズスペクトルの例を示す図である。

【図14】情報信号の大きさ及び聴覚許容雑音スペクトルの二者を用いたビット配分手法を実現する構成を示すブロック回路図である。

【図15】許容雑音レベルを求める構成を示すブロック回路図である。

【図16】各帯域の信号レベルによるマスキングスレシヨールドの例を示す図である。

【図17】情報スペクトル、マスキングスレシヨールド、最小可聴限を示す図である。

【図18】トーンリティが低い情報信号に対する信号レベル依存および聴覚許容雑音レベル依存のビット配分を示す図である。

【図19】トーンリティが高い情報信号に対する信号レベル依存および聴覚許容雑音レベル依存のビット配分を示す図である。

【図20】トーンリティが低い情報信号に対する量子化雑音レベルを示す図である。

【図21】トーンリティが高い情報信号に対する量子化雑音レベルを示す図である。

【図22】高聴感圧縮符号化回路でのマルチチャネルにおけるビット配分の関係を示す図である。

【図23】ビット配分の分割を行う具体的構成を示すブロック回路図である。

【図24】高率圧縮符号化回路の具体的構成例を示すブロック回路図である。

【図25】本発明実施例の受信装置の高聴感伸張復号化回路の構成例を示すブロック回路図である。

【図26】本発明実施例の受信装置の高率伸張復号化回路の構成例を示すブロック回路図である。

【符号の説明】

209～216・・・A/D変換器

217～222・・・高聴感圧縮符号化回路

223, 224・・・高率圧縮符号化回路

225, 226・・・ハイパスフィルタ

228, 229・・・ローパスフィルタ

227, 230・・・加算器

241・・・マルチプレクサ

302, 313・・・バッファ

303, 313・・・直交変換回路

304, 314・・・サブバンドブロックフローティングポイント圧縮回路

305, 315・・・適応量子化回路

306, 316・・・マルチプレクス・エラーコレクシ

ン回路

308・・・logスペクトラルエンベロープ検出回路

309・・・分配決定回路

11, 12・・・帯域分割フィルタ

13, 14, 15・・・MDC T回路

16, 17, 18・・・適応ビット配分符号化回路

19, 20, 21・・・ブロックサイズ決定回路

31・・・各チャネル情報信号入力端子

32・・・マッピング回路

10 33・・・ブロッキング回路

34・・・時間変化算出回路

35・・・スケールファクタ算出回路

36・・・トーンリティ算出回路

37・・・正規化回路

38・・・ビット配分回路

116, 117, 118・・・適応ビット配分復号化回路

113, 114, 115・・・IMDC T回路

112, 111・・・IQMF回路

20 411・・・デマルチプレクス・エラーコレクション回路

412・・・適応逆量子化回路

413・・・量子化ステップサイズコントロール回路

414・・・サブバンドブロックフローティングポイント伸張回路

415・・・逆直交変換回路

416・・・ウインドウ・オーバーラップ加算回路

520・・・許容雑音算出回路

521・・・許容雑音算出回路入力端子

30 522・・・帯域毎のエネルギー検出回路

523・・・畳込みフィルタ回路

524・・・引算器

525・・・n-a i関数発生回路

526・・・割算器

527・・・合成回路

528・・・減算器

530・・・許容雑音補正回路

532・・・最小可聴カーブ発生回路

533・・・補正情報出力回路

40 802・・・使用可能総ビット発生回路

803・・・帯域毎のエネルギー算出回路

804・・・エネルギー依存のビット配分回路

805・・・聴覚許容雑音レベル依存のビット配分回路

806・・・アダー

808・・・スペクトルの滑らかさ算出回路

809・・・ビット分割率決定回路

811, 812・・・マルチプライヤ

905, 906・・・正規化回路

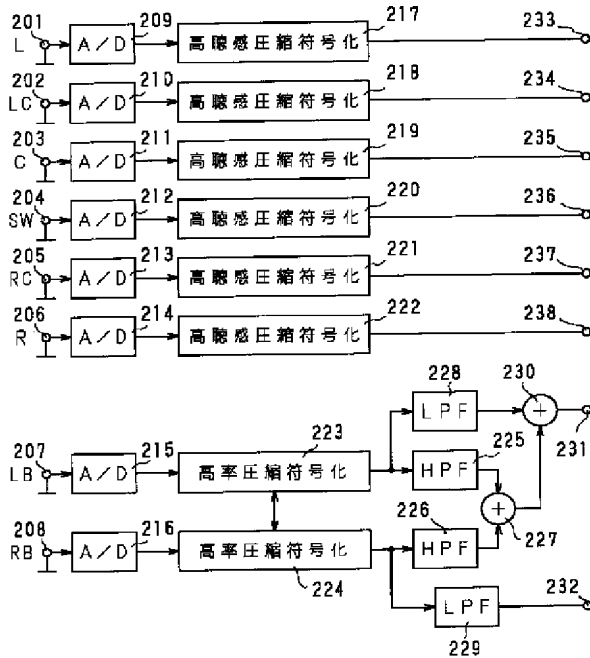
901・・・第1の量子化器

903・・・第2の量子化器

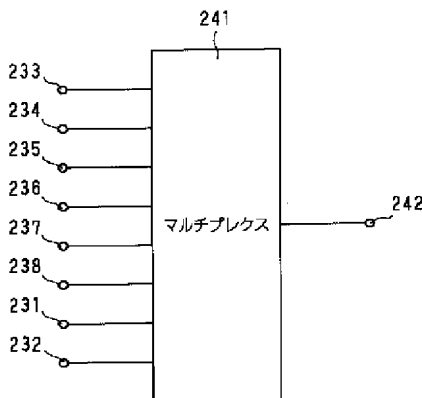
907, 909・・・逆正規化回路

* * 904・・・加算器

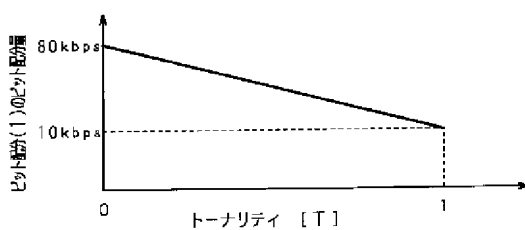
【図1】



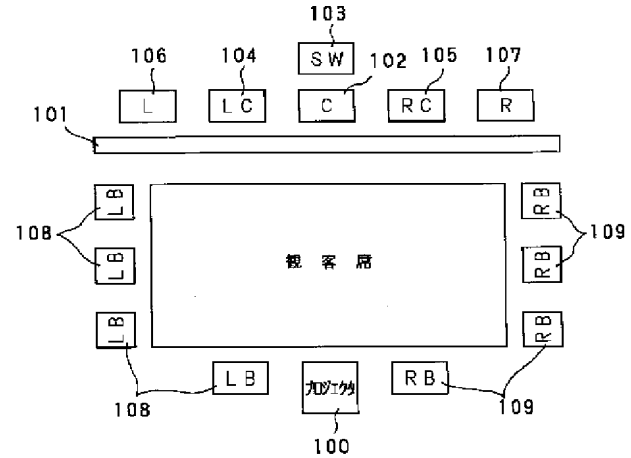
【図3】



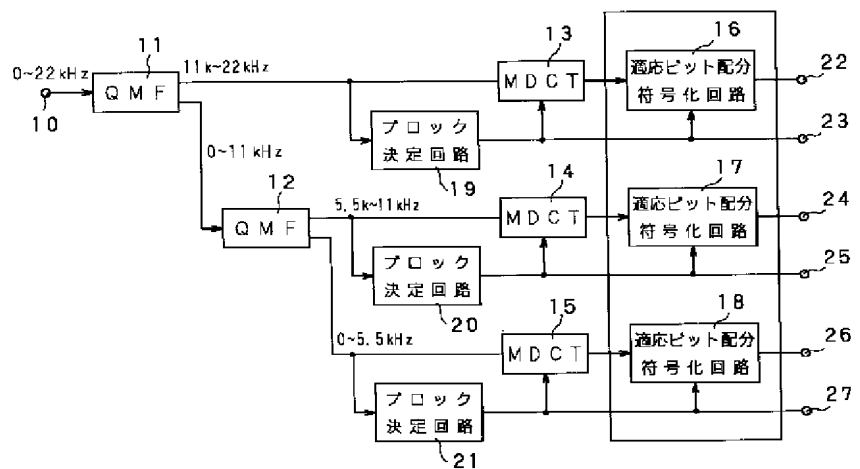
【図10】



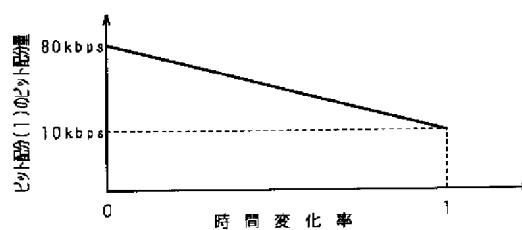
【図2】



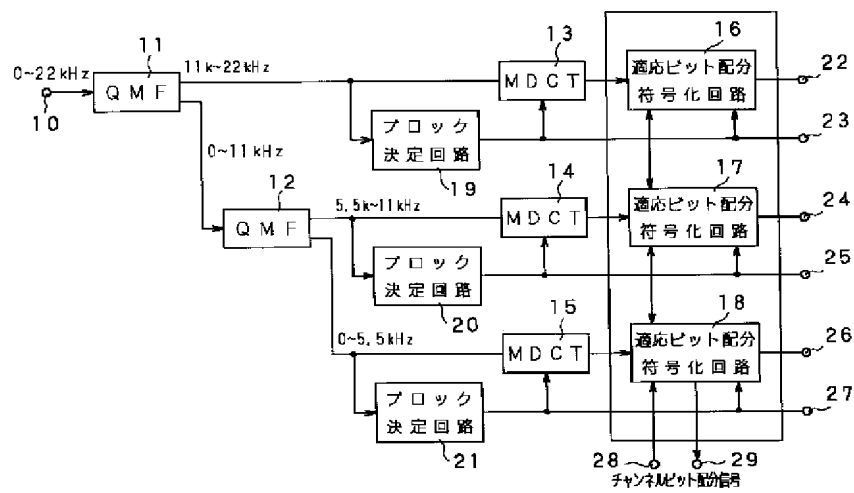
【図4】



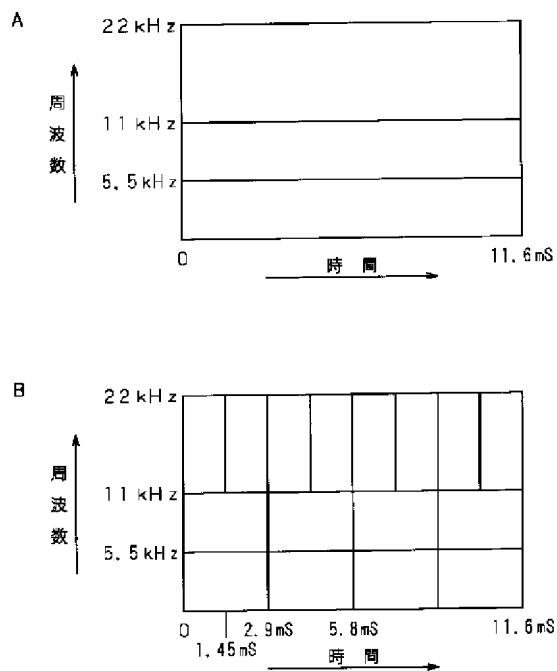
【図11】



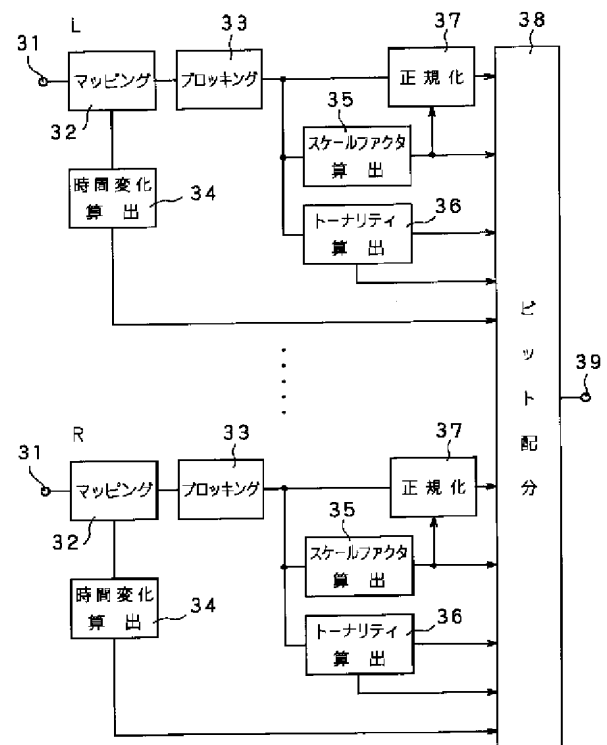
【図5】



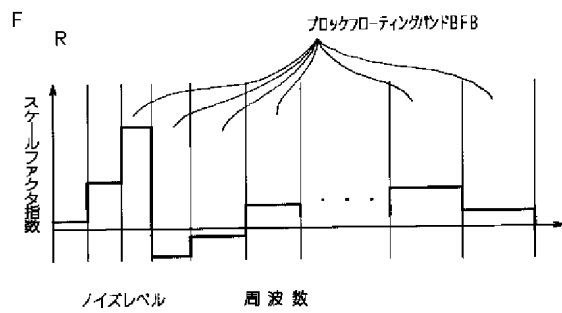
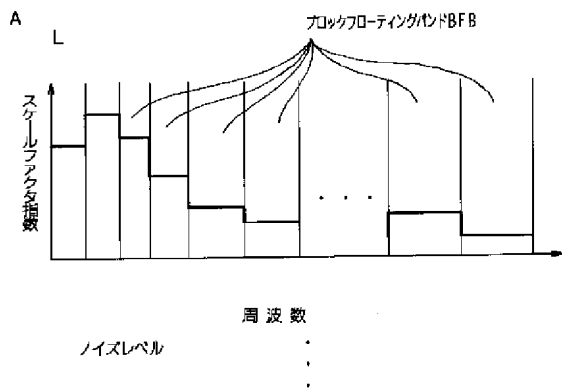
【図6】



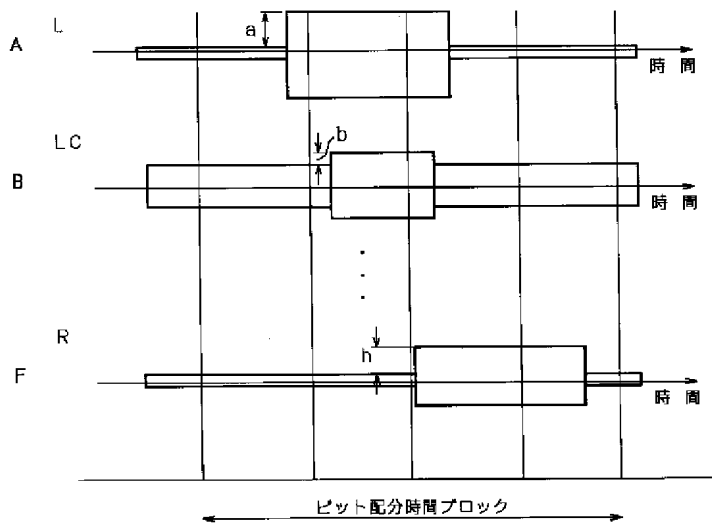
【図7】



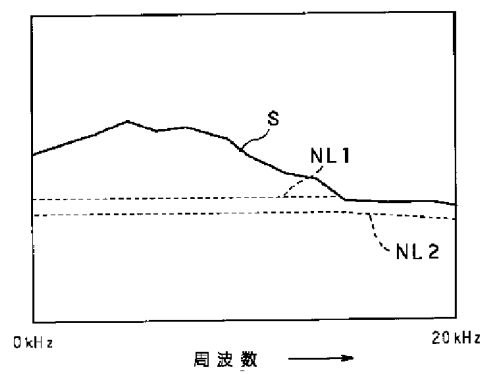
【図8】



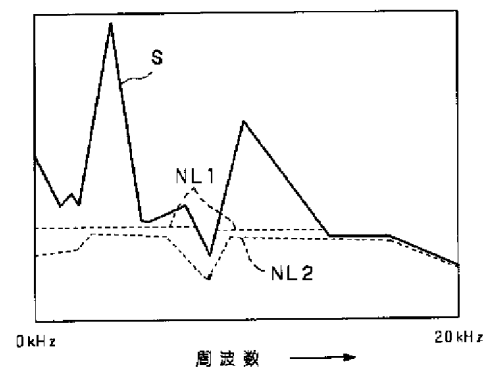
【図9】



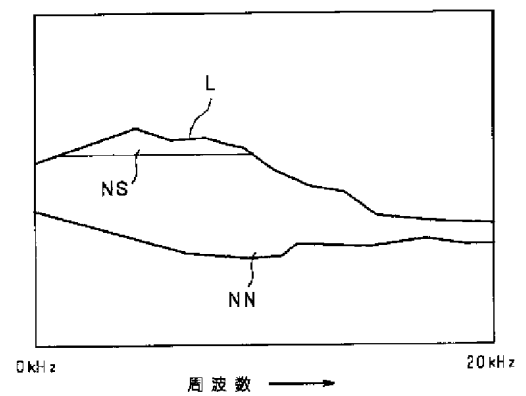
【図12】



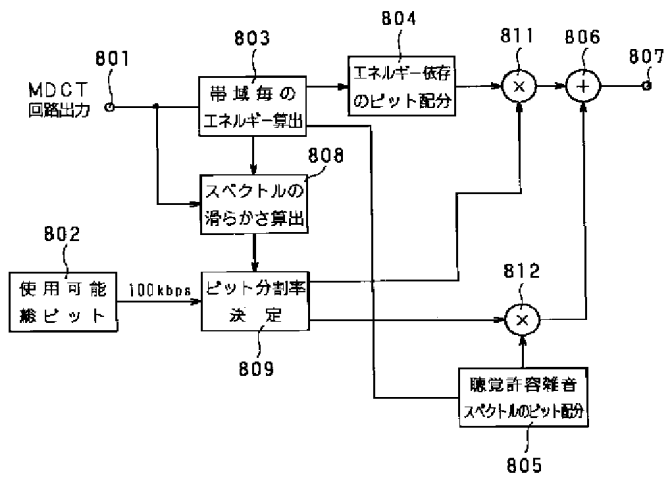
【図13】



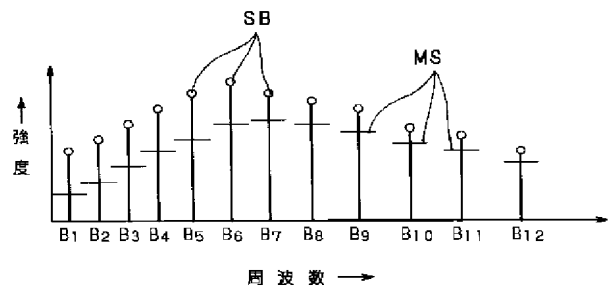
【図20】



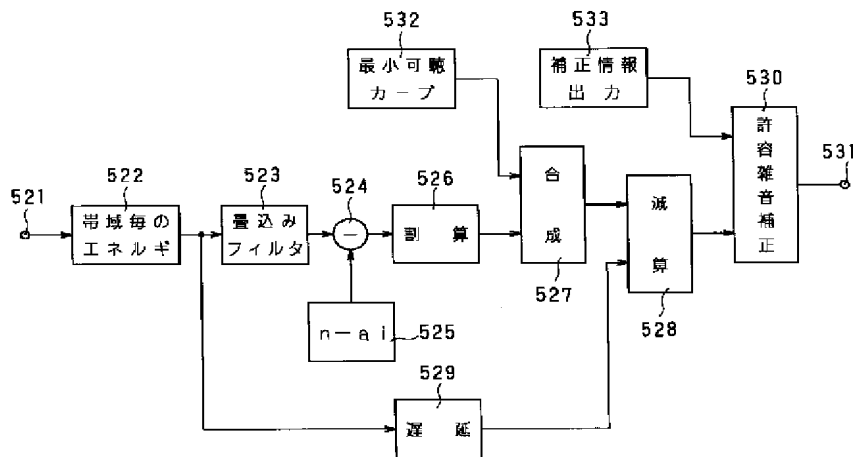
【図14】



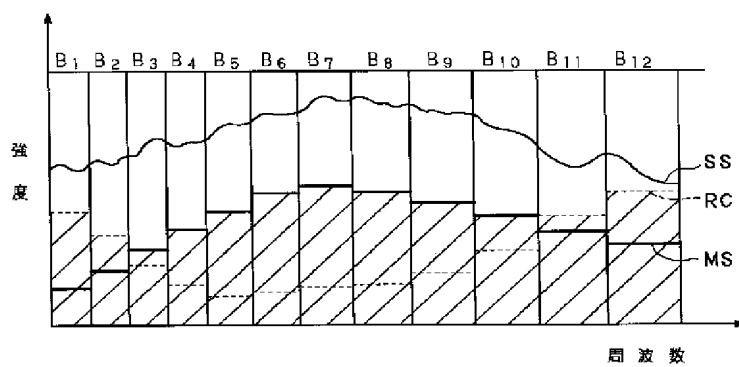
【図16】



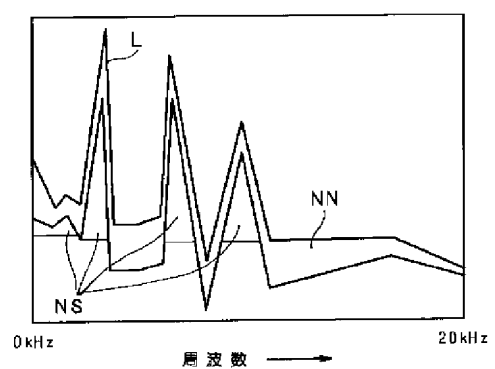
【図15】



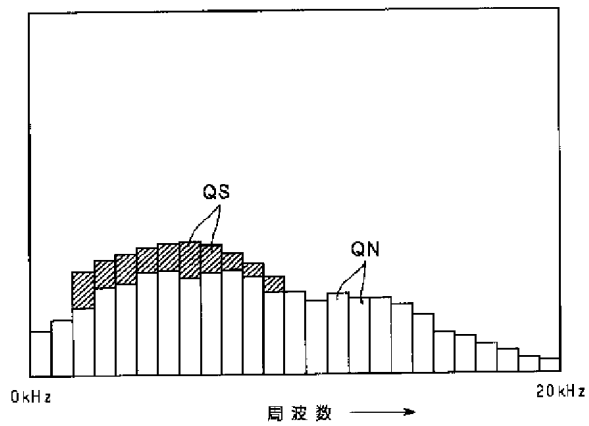
【図17】



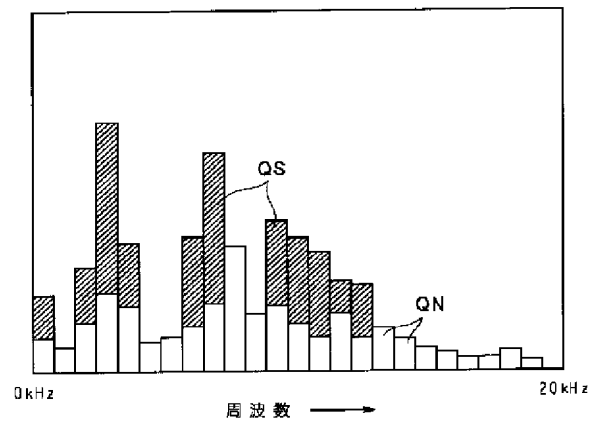
【図21】



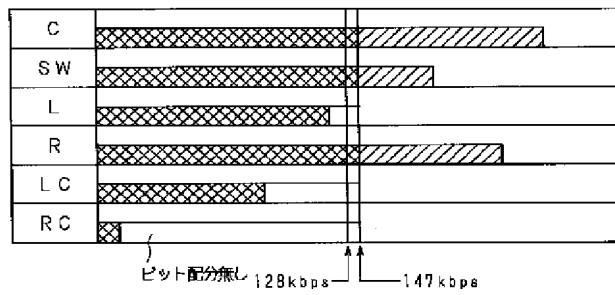
【図18】



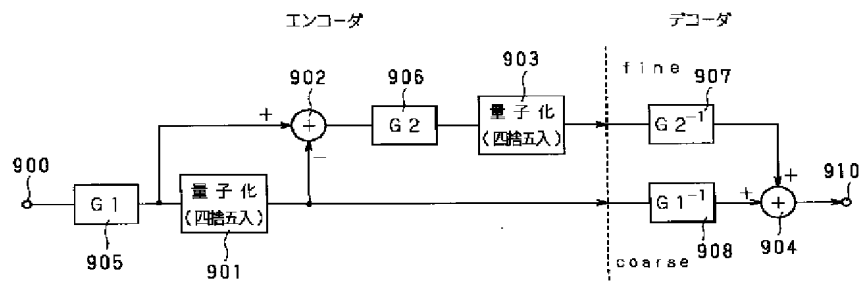
【図19】



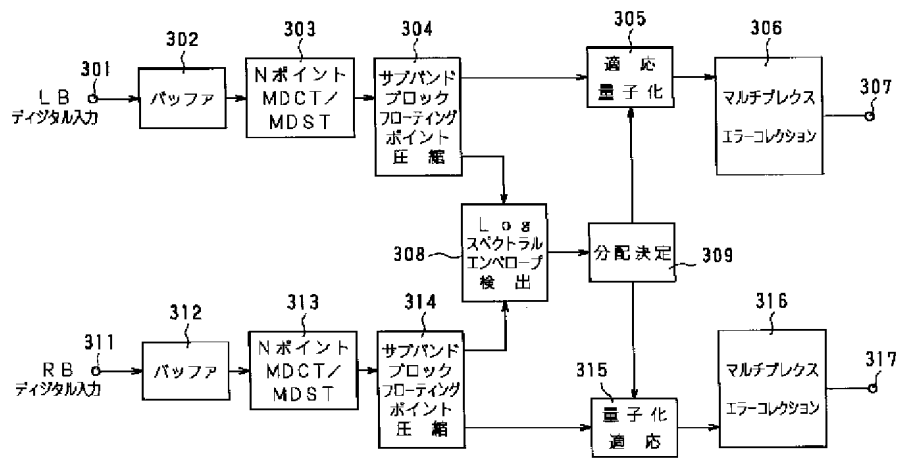
【図22】



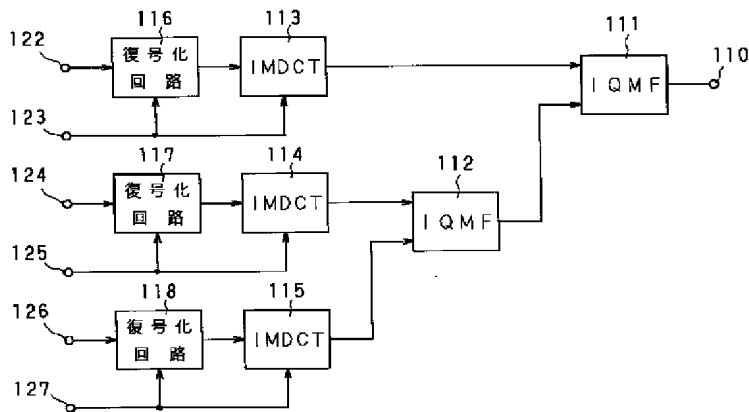
【図23】



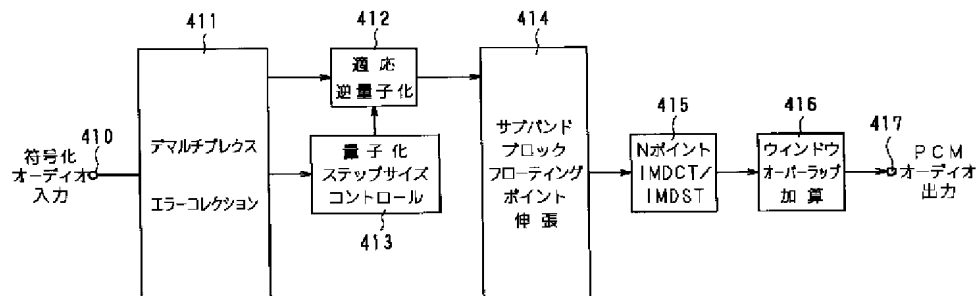
【図24】



【図25】



【図26】



【手続補正書】

【提出日】平成6年4月8日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正内容】

【書類名】 明細書

【発明の名称】 デジタルオーディオ信号の伝送装置及び受信装置、並びにデジタルオーディオ信号の伝送方法及び受信方法

【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数チャンネル（ n チャンネル、 n は3より大なる正の整数）のデジタルオーディオ信号を圧縮符号化して伝送するデジタルオーディオ信号の伝送装置において、

上記 n 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号のうち、 m 個（ $n > m$ ）のチャンネルのデジタルオーディオ信号であって他の $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号より聴感上影響力の高い信号に対しては第1の圧縮率の第1の符号化方式で圧縮符号化する第1の圧縮符号化手段と、

上記 $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対しては上記第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率を有する第2の符号化方式で圧縮符号化する第2の圧縮符号化手段とを有し、

上記第1の圧縮符号化手段からの圧縮符号化出力と上記第2の圧縮符号化手段からの圧縮符号化出力を共に伝送することを特徴とするデジタルオーディオ信号の伝送装置。

【請求項2】 上記 n 個のチャンネルはセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルであり、

上記 $n - m$ 個のチャンネルはサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルであることを特徴とする請求項1記載のデジタルオーディオ信号の伝送装置。

【請求項3】 上記 n 個のチャンネルはセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとレフトセンタチャンネルとライトセンタチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルであり、

上記 $n - m$ 個のチャンネルはサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルであることを特徴とする請求項1記載のデジタルオーディオ信号の伝送装置。

【請求項4】 上記第1の符号化方式は、入力デジタルオーディオ信号を複数帯域に分割し、各帯域毎のデジタルオーディオ信号を複数サンプル毎にブロック化し、各ブロック単位で直交変換したスペクトル成分を、聴覚特性に応じて適応的に圧縮符号化する方式であり、上記第2の符号化方式は、入力デジタルオーディオ信号を複数サンプル毎に直交変換した係数情報とそれに関

連するサブ情報を得、各チャンネルのエネルギーに応じて各チャンネルの情報量を割り当てて適応的に圧縮符号化する方式であることを特徴とする請求項1記載のデジタルオーディオ信号の伝送装置。

【請求項5】 上記伝送は、記録媒体への記録を含むことを特徴とする請求項1記載のデジタルオーディオ信号の伝送装置。

【請求項6】 複数チャンネル（ n チャンネル、 n は3より大なる正の整数）のデジタルオーディオ信号のうち、 m 個（ $n > m$ ）のチャンネルのデジタルオーディオ信号であって他の $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号より聴感上影響力の高い信号に対しては第1の圧縮率の第1の符号化方式で圧縮符号化がなされていると共に、上記 $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対しては上記第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率を有する第2の符号化方式で圧縮符号化がなされた信号を受信するデジタルオーディオ信号の受信装置であって、

上記 n 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号のうち、上記 m 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第1の符号化方式に対応する第1の伸張復号化を施す第1の復号化手段と、

上記 $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第2の符号化方式に対応する第2の伸張復号化を施す第2の復号化手段とを有することを特徴とするデジタルオーディオ信号の受信装置。

【請求項7】 複数チャンネル（ n チャンネル、 n は3より大なる正の整数）のデジタルオーディオ信号を圧縮符号化して伝送するデジタルオーディオ信号の伝送方法において、

上記 n 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号のうち、 m 個（ $n > m$ ）のチャンネルのデジタルオーディオ信号であって他の $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号より聴感上影響力の高い信号に対しては第1の圧縮率の第1の符号化方式で圧縮符号化する第1の圧縮符号化工程と、

上記 $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対しては上記第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率を有する第2の符号化方式で圧縮符号化する第2の圧縮符号化工程とを有し、

上記第1の圧縮符号化工程からの圧縮符号化出力と上記第2の圧縮符号化工程からの圧縮符号化出力を共に伝送することを特徴とするデジタルオーディオ信号の伝送方法。

【請求項8】 複数チャンネル（ n チャンネル、 n は3より大なる正の整数）のデジタルオーディオ信号のうち、 m 個（ $n > m$ ）のチャンネルのデジタルオーディオ信号であって他の $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号より聴感上影響力の高い信号に対しては第1の圧

縮率の第1の符号化方式で圧縮符号化がなされていると共に、上記 $n-m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対しては上記第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率を有する第2の符号化方式で圧縮符号化がなされた信号を受信するデジタルオーディオ信号の受信方法であって、

上記 n 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号のうち、上記 m 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第1の符号化方式に対応する第1の伸張復号化を施す第1の復号化工程と、

上記 $n-m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第2の符号化方式に対応する第2の伸張復号化を施す第2の復号化工程とを有することを特徴とするデジタルオーディオ信号の受信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、例えば、映画フィルム映写システム、ビデオテープレコーダ、ビデオディスクプレーヤ等のステレオや、いわゆるマルチサラウンド音響システムにおいて用いられるマルチチャンネルのデジタルオーディオ信号を圧縮符号化して伝送するデジタルオーディオ信号の伝送装置及びそれに対応する受信装置、並びにデジタルオーディオ信号の伝送方法及びそれに対応する受信方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】通常のオーディオ機器の場合のみならず、例えば映画フィルム映写システム、高品位テレビジョン、ビデオテープレコーダ、ビデオディスクプレーヤ等のステレオないしはマルチサラウンド音響システムにおいては、例えば4～8チャンネル等の複数チャンネルのオーディオ或いは音声信号を扱うようになりつつある。

【0003】特に、業務用においては、デジタルオーディオのマルチチャンネル化が進んでおり、例えば8チャンネルのデジタルオーディオ信号を扱う機器が浸透してきている。上記8チャンネルのデジタルオーディオ信号を扱う機器としては、例えば映画フィルム映写システム等がある。また、高品位テレビジョン、ビデオテープレコーダ、ビデオディスクプレーヤ等のステレオないしはマルチサラウンド音響システムにおいても、例えば4～8チャンネル等の複数チャンネルのオーディオ或いは音声信号を扱うようになりつつある。

【0004】上記8チャンネルのデジタルオーディオ信号を扱う映画フィルム映写システムにおいては、上記映画フィルムに対して、例えばレフトチャンネル、レフトセンタチャンネル、センタチャンネル、ライトセンタチャンネル、ライトチャンネル、サラウンドレフトチャンネル、サラウンドライトチャンネル、サブウーファチャンネルの8チャンネルのデジタルオーディオ信号を記録することが行われつつある。なお、上記映画フィルムに記録する上記8チャンネルの各チャンネルは、例えば当該映画フィルムの画

像記録領域から再生された画像が映写機によって投影されるスクリーン側に配置されるレフトスピーカ、レフトセンタスピーカ、センタスピーカ、ライトセンタスピーカ、ライトスピーカ、サブウーファスピーカ、観客席を取り囲むように左側に配置されるサラウンドレフトスピーカ及び右側に配置されるサラウンドライトスピーカと対応するものである。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】ところが、映画フィルムに上記8チャンネルのデジタルオーディオ信号を記録する場合において、映画フィルムには、例えばいわゆるCD（コンパクトディスク）などで用いているようなサンプリング周波数44.1kHzで16ビットの直線量子化されたオーディオデータを上記8チャンネル分も記録できる領域を確保することは困難であるため、上記8チャンネルのオーディオデータを圧縮して記録する必要がある。

【0006】また、フィルムという媒体は、表面に傷などが発生しやすいため、デジタルデータをオリジナルのまま記録していたのでは、データ欠けが激しく実用にならない。このため、エラー訂正符号の能力が非常に重要になり、上記データ圧縮は、その訂正符号も含めて上記フィルム上の記録領域に記録可能な程度まで行う必要がある。

【0007】しかし、圧縮符号化を行うと楽器や人間の声などが原音から変化するため、特に上記映画フィルムのように原音の忠実な再現が必要とされるメディアの記録フォーマットとして採用する場合において人間の声など重要な音に対しては何らかの高音質化の手段が必要となってくる。

【0008】そこで、本発明は、上述したようなことに鑑み、特に重要な音に対しては高音質の圧縮符号化が可能であると共に、さらに高圧縮率の圧縮符号化をも可能とする高能率符号化を用いたデジタルオーディオ信号の伝送装置及びこれに対応する受信装置を提供することを目的としている。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明は、上述の目的を達成するために提案されたものであり、本発明のデジタルオーディオ信号の伝送装置は、複数チャンネル（ n チャンネル、 n は3より大なる正の整数）のデジタルオーディオ信号を圧縮符号化して伝送する伝送装置であり、上記 n 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号のうち、 m 個（ $n > m$ ）のチャンネルのデジタルオーディオ信号であって他の $n-m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号より聴感上影響力の高い信号に対しては第1の圧縮率の第1の符号化方式で圧縮符号化する第1の圧縮符号化手段と、上記 $n-m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対しては上記第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率を有する第2の符号化方式で圧縮符号化す

る第2の圧縮符号化手段とを有し、上記第1の圧縮符号化手段からの圧縮符号化出力と上記第2の圧縮符号化手段からの圧縮符号化出力を共に伝送することを特徴とするものである。

【0010】ここで、本発明の伝送装置において、上記 n 個のチャンネルはセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルであり、上記 $n-m$ 個のチャンネルはサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルである。或いは、上記 n 個のチャンネルはセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとレフトセンタチャンネルとライトセンタチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルであり、上記 $n-m$ 個のチャンネルはサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルである。

【0011】さらに、本発明の伝送装置において、上記第1の符号化方式は、入力デジタルオーディオ信号を複数帯域に分割し、各帯域毎のデジタルオーディオ信号を複数サンプル毎にブロック化し、各ブロック単位で直交変換したスペクトル成分を、聴覚特性に応じて適応的に圧縮符号化する方式であり、上記第2の符号化方式は、入力デジタルオーディオ信号を複数サンプル毎に直交変換した係数情報とそれに関連するサブ情報を得、各チャンネルのエネルギーに応じて各チャンネルのビット配分量を決定し、このビット配分量で適応的に圧縮符号化する方式である。なお、上記伝送は、記録媒体への記録を含む。

【0012】また、本発明のデジタルオーディオ信号の受信装置は、複数チャンネル(n チャンネル、 n は3より大なる正の整数)のデジタルオーディオ信号のうち、 m 個($n > m$)のチャンネルのデジタルオーディオ信号であって他の $n-m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号より聴感上影響力の高い信号に対しては第1の圧縮率の第1の符号化方式で圧縮符号化がなされていると共に、上記 $n-m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対しては上記第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率を有する第2の符号化方式で圧縮符号化がなされた信号を受信するデジタルオーディオ信号の受信装置であり、上記 n 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号のうち、上記 m 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第1の符号化方式に対応する第1の伸張復号化を施す第1の復号化手段と、上記 $n-m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第2の符号化方式に対応する第2の伸張復号化を施す第2の復号化手段とを有することを特徴とするものである。

【0013】次に、本発明のデジタルオーディオ信号の伝送方法は、複数チャンネル(n チャンネル、 n は3より大なる正の整数)のデジタルオーディオ信号を圧縮符号化して伝送するデジタルオーディオ信号の伝送方法であり、上記 n 個のチャンネルのデジタルオーディオ信

号のうち、 m 個($n > m$)のチャンネルのデジタルオーディオ信号であって他の $n-m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号より聴感上影響力の高い信号に対しては第1の圧縮率の第1の符号化方式で圧縮符号化する第1の圧縮符号化工程と、上記 $n-m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対しては上記第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率を有する第2の符号化方式で圧縮符号化する第2の圧縮符号化工程とを有し、上記第1の圧縮符号化工程からの圧縮符号化出力と上記第2の圧縮符号化工程からの圧縮符号化出力を共に伝送することを特徴とするものである。

【0014】また、本発明のデジタルオーディオ信号の受信方法は、複数チャンネル(n チャンネル、 n は3より大なる正の整数)のデジタルオーディオ信号のうち、 m 個($n > m$)のチャンネルのデジタルオーディオ信号であって他の $n-m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号より聴感上影響力の高い信号に対しては第1の圧縮率の第1の符号化方式で圧縮符号化がなされていると共に、上記 $n-m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対しては上記第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率を有する第2の符号化方式で圧縮符号化がなされた信号を受信するデジタルオーディオ信号の受信方法であり、上記 n 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号のうち、上記 m 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第1の符号化方式に対応する第1の伸張復号化を施す第1の復号化工程と、上記 $n-m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第2の符号化方式に対応する第2の伸張復号化を施す第2の復号化工程とを有することを特徴とするものである。

【0015】

【作用】本発明のデジタルオーディオ信号の伝送装置及び方法によれば、複数チャンネルの信号のうち、聴感上影響力の高い信号からなるチャンネルの信号に対しては聴感上の劣化が少ない第1の圧縮率の第1の符号化方式によって圧縮符号化を行い、聴感上影響力の低い信号からなるチャンネルの信号に対しては第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率の第2の符号化方式で圧縮符号化を行う。

【0016】また、本発明のデジタルオーディオ信号の受信装置及び方法によれば、複数チャンネルの信号のうち、聴感上影響力の高い信号からなるチャンネルの信号に対して聴感上の劣化が少ない第1の圧縮率の第1の符号化方式によって圧縮符号化がなされた信号と、聴感上影響力の低い信号からなるチャンネルの信号に対して第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率の第2の符号化方式で圧縮符号化がなされた信号を、それぞれ復号化するようにしている。

【0017】

【実施例】以下、本発明の実施例について図面を参照しながら説明する。

【0018】図1には、本発明のデジタルオーディオ

信号の伝送方法を実現する本発明のデジタルオーディオ信号の伝送装置の構成を示す。本発明実施例のデジタルオーディオ信号の伝送装置は、 n 個（ n は3より大なる正の整数であり本実施例では例えば8個）のチャンネルのデジタルオーディオ信号を圧縮符号化して伝送する伝送装置である。

【0019】ここで、本実施例では、上記 n 個（8個）のチャンネルとして、例えば前述したレフトチャンネル（Lch）、レフトセンタチャンネル（LCch）、センタチャンネル（Cch）、サブウーファチャンネル（SWch）、ライトセンタチャンネル（RCch）、ライトチャンネル（Rch）、サラウンドレフトチャンネル（LBch）、サラウンドライトチャンネル（RBch）を用いる。なお、本発明では、上記例に限らず、上記 n 個のチャンネルを例えばセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルの5チャンネルとしたり、また、センタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとレフトセンタチャンネルとライトセンタチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルの7チャンネルとすることもできる。

【0020】本実施例のデジタルオーディオ信号の伝送装置は、上記8チャンネルのデジタルオーディオ信号のうち、 m 個（ $n > m$ で、図1の例では $m = 6$ ）のチャンネルのデジタルオーディオ信号であって他の $n - m$ （図1の例では $n - m = 8 - 6 = 2$ ）個のチャンネルのデジタルオーディオ信号より聴感上影響力の高い信号に対しては第1の圧縮率の第1の符号化方式で圧縮符号化する第1の圧縮符号化手段としての高聴感圧縮符号化回路217～222と、上記 $n - m$ 個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対しては上記第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率を有する第2の符号化方式で圧縮符号化する第2の圧縮符号化手段である高率圧縮符号化回路223、224とを有し、上記高聴感圧縮符号化回路217～222からの圧縮符号化出力と上記高率圧縮符号化回路223、224からの圧縮符号化出力を共に伝送することを特徴とするものである。

【0021】なお、本実施例では、上記8チャンネルのうち上記第1の符号化方式で圧縮する上記聴感上影響力の高い信号からなるチャンネル（6個のチャンネル）を、上記レフトチャンネルとレフトセンタチャンネルとセンタチャンネルとサブウーファチャンネルとライトセンタチャンネルとライトチャンネルとし、上記第2の符号化方式で圧縮するチャンネル（ $n - m$ 個のチャンネル）をサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルとしている。勿論、本発明はこれらに限定されず、例えば上記 n 個のチャンネルを例えばセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルの5チャンネルとしたときには、上記 m 個のチャンネルをセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネル

の3チャンネルとし、上記 $n - m$ 個のチャンネルをサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルとすることもできる。同様に、上記 n 個のチャンネルを例えばセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとレフトセンタチャンネルとライトセンタチャンネルとサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルの7チャンネルとしたときには、上記 m 個のチャンネルをセンタチャンネルとレフトチャンネルとライトチャンネルとし、上記 $n - m$ 個のチャンネルをサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルとすることもできる。

【0022】さらに、本発明実施例の伝送装置において、上記第1の符号化方式で圧縮符号化を行う高聴感圧縮符号化回路217～222には、前述したようなサブバンドコーディング等を用いたオーディオ信号の高エネルギー圧縮符号化方式であって人間の聴覚上の特性を利用し、オーディオデータを約1/5に圧縮するような方式、すなわち、入力デジタルオーディオ信号を複数帯域に分割し、各帯域毎のデジタルオーディオ信号を複数サンプル毎にブロック化し、各ブロック単位で直交変換したスペクトルデータを、人間の聴覚特性に応じて適応的に圧縮符号化する方式（例えばいわゆるATRAC：Adaptive Transform Acoustic Coding方式）を用いる。

【0023】また、第2の符号化方式で圧縮符号化を行う高率圧縮符号化回路223、224には、入力デジタルオーディオ信号を複数サンプル毎に直交変換した係数データとそれに関連するサブ情報（語長情報やスケールファクタの情報）を得、各チャンネルのエネルギーに応じて各チャンネルのビット配分を決定し、この各チャンネルのビット配分によって適応的に圧縮符号化する方式を用いる。勿論、本発明はこれら各符号化方式に限定されるものでないことは言うまでもない。

【0024】さらに、本実施例では、上記伝送として、例えば映画フィルムへの記録や、光ディスク、光磁気ディスク、相変化型光ディスク、磁気ディスク等のディスク状記録媒体、磁気テープ等のテープ状記録媒体への記録、半導体メモリ、ICカードなどへの記録を挙げることができる。

【0025】なお、上記伝送を映画フィルムへの記録とした場合には、例えば図2に示すようにスピーカが配置されるデジタルサラウンドシステムに対応することになる。各チャンネルは、センタ（C）チャンネル、サブウーファ（SW）チャンネル、レフト（L）チャンネル、レフトセンタ（CL）チャンネル、ライト（R）チャンネル、ライトセンタ（CR）チャンネル、レフトサラウンド（LB）チャンネル、ライトサラウンド（RB）チャンネルの8つである。

【0026】ここで、この図2において、上記映画フィルムに記録する上記8チャンネルの各チャンネルは、例えば当該映画フィルムの画像記録領域から再生された画像が映写機（プロジェクタ100）によって投影されるスク

リーン101側に配置されたレフトスピーカ106、レフトセンタスピーカ104、センタスピーカ102、ライトセンタスピーカ105、ライトスピーカ107、サラウンドレフトスピーカ108及び200、サラウンドライトスピーカ109及び201、サブウーファスピーカ103と対応するものである。

【0027】上記センタスピーカ102は、スクリーン101側の中央に配置され、センタチャンネルのオーディオデータによる再生音を出力するもので例えば俳優のせりふ等の最も重要な再生音を出力する。上記サブウーファスピーカ103は、サブウーファチャンネルのオーディオデータによる再生音を出力するもので、例えば爆発音などの低域の音というよりは振動として感じられる音を効果的に出力するものであり、爆発シーンなどに効果的に使用されることが多いものである。上記レフトスピーカ106及びライトスピーカ107は、上記スクリーン101の左右に配置され、レフトチャンネルのオーディオデータによる再生音とライトチャンネルのオーディオデータによる再生音を出力するもので、ステレオ音響効果を発揮する。上記レフトセンタスピーカ104とライトセンタスピーカ105は、上記センタスピーカ102と上記レフトスピーカ106及びライトスピーカ107との間に配置され、レフトセンタチャンネルのオーディオデータによる再生音とライトセンタチャンネルのオーディオデータによる再生音を出力するもので、それぞれ上記レフトスピーカ106及びライトスピーカ107の補助的な役割を果たす。特にスクリーン101が大きく収容人数の多い映画館等では、座席の位置によって音像の定位が不安定になりやすいが、上記レフトセンタスピーカ104とライトセンタスピーカ105を付加することにより、音像のよりリアルな定位を作り出すのに効果を発揮する。さらに、上記サラウンドレフトスピーカ108とサラウンドライトスピーカ109は、観客席を取り囲むように配置され、サラウンドレフトチャンネルのオーディオデータによる再生音とサラウンドライトチャンネルのオーディオデータによる再生音を出力するもので、残響音や拍手、歓声に包まれた印象を与える効果がある。これにより、より立体的な音像を作り出すことができる。

【0028】図1に戻って、上述したような8チャンネルのデジタルオーディオ信号を扱う図1の伝送装置は、上記8チャンネルのデジタルオーディオ信号を得るために、各チャンネルに対応するマイクロホン201～208からのアナログオーディオ信号をそれぞれ対応するA/D変換器209～216によってデジタルオーディオ信号に変換する。

【0029】各A/D変換器209～216からの各チャンネルのデジタルオーディオ信号は、それぞれ対応する圧縮符号化回路217～224に送られて各々圧縮符号化される。なお、これら各圧縮符号化回路217～224の具体的な構成については後述する。

【0030】上記高聴感圧縮符号化回路217～222からの圧縮符号化されたオーディオデータは、それぞれ対応する出力端子233～238から後段の構成に送られる。

【0031】一方、上記高率圧縮符号化回路223、224からの圧縮符号化されたオーディオデータは、それぞれハイパスフィルタ225、226によって高域成分のみが取り出された後、加算器227によって加算される。また、上記高率圧縮符号化回路223、224からの圧縮符号化されたオーディオデータは、それぞれローパスフィルタ228、229にも送られる。上記加算器227からのデータは、加算器230によって上記サラウンドレフトチャンネル側に対応するローパスフィルタ228の出力と加算され、出力端子231から出力され、上記サラウンドライトチャンネルに対応するローパスフィルタ229の出力は出力端子232から出力される。

【0032】ここで、上記サラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルにおいて上記ハイパスフィルタ225、226からの出力を加算器227によって加算し、当該加算器227の加算出力を、更に加算器228によってサラウンドレフトチャンネルのローパスフィルタ228出力に加算するのは以下の理由による。

【0033】すなわち、人間の耳は高域の成分に対する定位感が少なく、このため高域成分については例えば複数個のスピーカのうちのいずれか1つのスピーカからでている人間にはどのスピーカから出てきているのか聞き取り難いという性質がある。このため、複数チャンネルのオーディオ信号の各高域成分を、そのうちの例えば1チャンネルに対応するスピーカのみに送るようにしても、人間には各チャンネルのオーディオ信号の高域成分が当該1つのスピーカのみから出力されているとは感じられない。したがって、本実施例では、上述のように、上記8チャンネルのうちの例えばサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルの音声の高域成分を加算して、例えばサラウンドレフトチャンネルの低域成分の音声に加えるようにしている。これにより、サラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルの2つのチャンネルの高域成分を1つのチャンネル分に圧縮できることになる。なお、このような高域成分におけるチャンネル間のクロストーク処理は、図1の例のような上記サラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネル間のみならず、図示は省略しているが他のチャンネル間（例えば全チャンネル）についても同様に行うことができる。このように全チャンネルについて高域成分のチャンネルクロストーク処理を行うことで更に圧縮率を上げることが可能となる。

【0034】上述した図1の各出力端子233～238及び231、232からの各チャンネルの圧縮符号化データは、図3のそれぞれ対応する端子233～238及び231、232を介してマルチプレクサ241に送られてマルチプレクスされる。当該マルチプレクサ241の

出力は出力端子242を介して伝送路に伝送若しくは上述した本発明の映画フィルムやディスク状記録媒体、テープ状記録媒体などに記録される。

【0035】次に、上記図1の各高聴感圧縮符号化回路217～222について具体的に説明する。

【0036】先ず、図4には、上記各高聴感圧縮符号化回路217～222の一具体例の構成を示す。

【0037】この図4に示す圧縮符号化回路では、入力デジタル信号をフィルタなどにより複数の周波数帯域に分割すると共に、各周波数帯域毎に直交変換を行って、得られた周波数軸のスペクトルデータを、後述する人間の聴覚特性を考慮したいわゆる臨界帯域幅（クリティカルバンド）毎に適応的にビット配分して符号化している。この時、高域では臨界帯域幅を更に分割した帯域を用いる。もちろんフィルタなどによる非ブロッキングの周波数分割幅は等分割幅としてもよい。さらに、本実施例においては、直交変換の前に入力信号に応じて適応的にブロックサイズ（ブロック長）を変化させると共に、クリティカルバンド単位もしくは高域では臨界帯域幅（クリティカルバンド）を更に細分化したブロックでフローティング処理を行っている。

【0038】なお、上記帯域分割用フィルタとしては、例えばQMF等のフィルタがあり、これは1976 R.E.Crochiere Digital coding of speech in subbands Bell Syst.Tech. J. Vol.55, No.8 1976に、述べられている。同じく ICASSP 83, BOSTON Polyphase Quadrature filters-A new subband coding technique Joseph H.Rothweilerには等バンド幅のフィルタ分割手法及び装置が述べられている。

【0039】さらに、上記クリティカルバンドとは、人間の聴覚特性を考慮して分割された周波数帯域であり、ある純音の周波数近傍の同じ強さの狭帯域バンドノイズによって当該純音がマスクされるときそのノイズの持つ帯域のことである。このクリティカルバンドは、高域ほど帯域幅が広がっており、上記0～22kHzの全周波数帯域は例えば25のクリティカルバンドに分割されている。

【0040】すなわち、図4において、入力端子10には例えば0～22kHzのオーディオPCM信号が供給されている。この入力信号は、例えばいわゆるQMF等の帯域分割フィルタ11により0～11kHz帯域と11k～22kHz帯域とに分割され、0～11kHz帯域の信号は同じくいわゆるQMF等の帯域分割フィルタ12により0～5.5kHz帯域と5.5k～11kHz帯域とに分割される。帯域分割フィルタ11からの11k～22kHz帯域の信号は、直交変換回路の一例であるMDCT（Modified Discrete Cosine Transform）回路13に送られ、帯域分割フィルタ12からの5.5k～11kHz帯域の信号はMDCT回路14に送られ、帯域分割フィルタ12からの0～5.5kHz帯域

の信号はMDCT回路15に送られることにより、それぞれMDCT処理される。

【0041】各MDCT回路13、14、15では、各帯域毎に設けたブロック決定回路19、20、21により後述するように決定されたブロックサイズに基づいてMDCT処理がなされる。

【0042】なお、各MDCT回路13、14、15における上記MDCT処理については、ICASSP 1987 Subband/Transform Coding Using Filter Bank Designs Based on Time Domain Aliasing Cancellation J.P.Princen A.B.Bradley Univ. of Surrey Royal Melbourne Inst. of Tech.に述べられている。

【0043】上記ブロック決定回路19、20、21で決定されたブロックサイズを示す情報は、後述の適応ビット配分符号化回路16、17、18に送られると共に、出力端子23、25、27から出力される。

【0044】ここで、上記適応ビット配分符号化回路16、17、18においては、各MDCT回路13、14、15の出力から、上記臨界帯域（クリティカルバンド）または高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎のエネルギーが、例えば当該バンド内での各振幅値の2乗平均の平方根を計算すること等により求められ、この計算結果に基づいてビット配分が行われる。もちろん、上記スケールファクタそのものを以後のビット配分の為に用いるようにしてもよい。この場合には新たなエネルギー計算の演算が不要となるため、ハード規模の節約となる。また、各バンド毎のエネルギーの代わりに、振幅値のピーク値、平均値等を用いることも可能である。なお、各MDCT回路13、14、15にてMDCT処理されて得られた周波数領域のスペクトルデータあるいはMDCT係数データは、いわゆる臨界帯域（クリティカルバンド）または高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎にまとめられて当該適応ビット配分符号化回路16、17、18に送られている。

【0045】さらに、上記適応ビット配分符号化回路16、17、18では、上記ブロックサイズの情報、及び臨界帯域（クリティカルバンド）または高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎に割り当てられたビット数に応じて各スペクトルデータ（あるいはMDCT係数データ）を再量子化（正規化して量子化）するようにしている。適応ビット配分符号化回路16、17、18で符号化されたデータは、出力端子22、24、26を介して取り出される。また、当該適応ビット配分符号化回路16、17、18では、どのような信号の大きさに関する正規化がなされたかを示すスケールファクタと、どのようなビット長で量子化がされたかを示すビット長情報も求めており、これらも同時に出力端子22、24、26から出力される。

【0046】これら各出力端子22～27からのデータはまとめられて上記各高聴感圧縮符号化回路217～2

22の出力となる。

【0047】ところで、上記図1及び図4の例では、各高聴感圧縮符号化回路217～222においては各チャンネル毎にビット配分を行って圧縮符号化を行っているが、これら各高聴感圧縮符号化回路217～222間でビット配分を行う（すなわち各回路217～222に対応するチャンネル間でビット配分を行う）ことも可能である。

【0048】この高聴感圧縮符号化回路217～222間でビット配分を行う場合の各回路構成について、以下に説明する。図5には、チャンネル間でビット配分を行う高聴感圧縮符号化回路の構成を示す。なお、この図5の構成のうち、適応ビット配分符号化回路16、17、18を除く他の構成要素は図4の対応する構成要素と基本的には同一のものである。

【0049】この図5に示される圧縮符号化回路において、図4同様のブロック決定回路19、20、21により決定される各MDC T回路13、14、15でのブロックサイズ的具体例を図6のA及びBに示す。なお、図6のAには直交変換ブロックサイズが長い場合（ロングモードにおける直交変換ブロックサイズ）を、図6のBには直交変換ブロックサイズが短い場合（ショートモードにおける直交変換ブロックサイズ）を示している。この図6の具体例においては、3つのフィルタ出力は、それぞれ2つの直交変換ブロックサイズを持つ。すなわち、低域側の0～5、5kHz帯域の信号及び中域の5、5k～11kHz帯域の信号に対しては、長いブロック長の場合（図6のA）は1ブロック内のサンプル数を128サンプルとし、短いブロックが選ばれた場合（図6のB）には1ブロック内のサンプル数を32サンプル毎のブロックとしている。これに対して高域側の11k～22kHz帯域の信号に対しては、長いブロック長の場合（図6のA）は1ブロック内のサンプル数を256サンプルとし、短いブロックが選ばれた場合（図6のB）には1ブロック内のサンプル数を32サンプル毎のブロックとしている。このようにして短いブロックが選ばれた場合には各帯域の直交変換ブロックのサンプル数を同じとして高域程時間分解能を上げ、なおかつブロック化に使用するウィンドウの種類を減らしている。なお、図5の具体例のブロック決定回路19、20、21で決定されたブロックサイズを示す情報は、後述の適応ビット配分符号化回路16、17、18に送られると共に、出力端子23、25、27から出力される。

【0050】この図5の具体例の適応ビット配分符号化回路16、17、18では、上記ブロックサイズの情報、及び臨界帯域（クリティカルバンド）または高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎に割り当てられたビット数に応じて各スペクトルデータ（あるいはMDC T係数データ）を再量子化（正規化して量子化）するようにしている。この時、適応ビット配分符号化回

路16、17、18では、各チャンネル間でのチャンネルビット配分、すなわち各チャンネルの信号全体を見ることにより、チャンネル毎の使用ビット量を適応的に最適に振り分けるビット配分を同時に行う。この場合の当該チャンネルビット配分は、後述する適応ビット配分回路から端子28を介して供給されたチャンネルビット配分信号に基づいて行われる。このようにして符号化されたデータは、出力端子22、24、26を介して取り出される。また、当該適応ビット配分符号化回路16、17、18では、どのような信号の大きさに関する正規化がなされたかを示すスケールファクタと、どのようなビット長で量子化がされたかを示すビット長情報も求めており、これらも同時に出力端子22、24、26から出力される。

【0051】次に、上記ビット配分を行うための適応ビット配分回路の具体的な構成及び動作を図7を用いて説明する。なお、この図7の例では、図1に対応して前記8チャンネルのうちの6チャンネルについてのビット配分に対応している。すなわち、聴感上影響の高い信号からなるチャンネルであるレフトチャンネルとレフトセンタチャンネルとセンタチャンネルとサブウーファチャンネルとライトセンタチャンネルとライトチャンネルの6チャンネルに対応している。

【0052】この図7において、各チャンネルの共通部について例えばレフトチャンネル（Lch）を用いて説明する（他のチャンネルについては同一の指示符号を付して説明は省略している）と、レフトチャンネルの入力情報信号は当該レフトチャンネル用の入力端子31に与えられる。なお、この端子31は、図5の端子29と対応している。この入力情報信号はマッピング回路（Mapping）32により時間領域の信号から周波数領域に展開される。ここで、フィルタによる場合には、サブバンド信号として時間領域サンプルが得られることになり、直交変換出力の場合及びフィルタリング後に直交変換を行う場合には周波数領域サンプルが得られることになる。

【0053】これらのサンプルは、ブロッキング（Blocking）回路33によって複数サンプル毎にまとめられる。ここで、フィルタによる場合には時間領域の複数サンプルがまとめられることになり、直交変換出力の場合及びフィルタリング後に直交変換を行う場合には周波数領域の複数サンプルがまとめられることになる。

【0054】また、本具体例では、マッピングの途中のMDC T入力時間領域信号の時間変化を時間変化算出回路34により算出する。

【0055】上記ブロッキング回路33により複数のサンプル毎にまとめられた各サンプルは正規化回路37で正規化される。ここで、正規化のための係数であるスケールファクタは、スケールファクタ算出回路35によって得られる。同時にトーンリティの大きさがトーンリティ算出回路36で算出される。

【0056】以上で求められるパラメータは、ビット配

分回路38でビット配分のために使用される。ここで、MDC T係数を表現して伝送又は記録に使えるビット数を、全チャンネル（上記6チャンネル）で800Kbpsとすると、本具体例のビット配分回路38では、チャンネルビット配分を含む第1のビット配分（第1のビット配分量）と、チャンネルビット配分を含まない第2のビット配分（第2のビット配分量）の2つを求める。

【0057】先ず、チャンネルビット配分を含む第1のビット配分の配分手法について説明する。ここではスケールファクタの周波数領域の分布をみて適応的にビット配分を行う。

【0058】この場合、全チャンネルのスケールファクタの周波数領域の分布をみてチャンネル間でのビット配分を行うことで有効なビット配分を行うことができる。このとき、複数チャンネルの信号情報が、スピーカの場合のように同一音場のなかで混合されて左右の耳に達する場合を考えると、全チャンネル信号の加算されたものでマスキングが作用すると考えてよいから、図8のA、Fに示すように、同一帯域において各チャンネルが同一のノイズレベルになるようにビット配分を行うことが有効である。このための一方法としてはスケールファクタ指標の大きさに比例したビット配分を行えばよい。すなわち、以下の式によってビット配分を行う。

$$\begin{aligned} \text{【0059】 } B_m &= B * (\sum S F_n) / S \\ S &= \sum (\sum S F_n) \end{aligned}$$

【0060】ここで、 B_m は各チャンネルへのビット配分量、 B は全チャンネルへのビット配分量、 $S F_n$ はスケールファクタ指標であり概略ピーク値の対数に対応している。 n は各チャンネル内のブロックフローティングバンド番号、 m はチャンネル番号、 S は全チャンネルのスケールファクタ指標の和である。なお、図8には、レフトチャンネルとライトチャンネルのみ示し他の4チャンネルについては図示を省略している。

【0061】以上に加えて、ビット配分回路38は、各チャンネルの信号の時間変化特性を検出して、この指標によってチャンネル毎のビット配分量を変えるプロセスを持つ。この時間変化を表す指標は次のようにして求められる。

【0062】図9のA～Fに示すように、チャンネルが6チャンネルあるとすると、それぞれのチャンネルの情報入力信号についてビット配分の時間単位であるビット配分時間ブロックを時間的に4分割し、それぞれの時間ブロック（サブブロック）のピーク値を得る。そして各サブブロックのピーク値が小から大へと変わるところの差分の大きさに応じてチャンネル間でビットを分け合う。ここで、このビット配分のために6チャンネル合計でCビット使えるとしたとき、各チャンネルの各サブブロックのピーク値が小から大へと変わるところの差分の大きさがそれぞれa、b、c、d、e、fデシベル（dB）とすると、それぞれ $C * a / T$ 、 $C * b / T$ 、・・・、 C

$* f / T$ ビット（ビット）と配分することができる。ここで、 $T = a + b + c + d + e + f$ である。信号情報が大きくなる程度が大であるほどそのチャンネルに対してのビット配分量が大きくなる。なお、図9には、レフトチャンネルとレフトセンタチャンネルとライトチャンネルのみ示し他の3つのチャンネルについては図示を省略している。

【0063】次に、チャンネルビット配分を含まない第2のビット配分の配分手法について説明する。ここでは、チャンネルビット配分を含まない第2のビット配分の手法として更に2つのビット配分からなるビット配分手法について説明する。なお、この第2のビット配分は、前記図4における適応ビット配分符号化回路でのビット配分処理に対応している。

【0064】この2つのビット配分をそれぞれビット配分(1)とビット配分(2)とする。以下のビット配分では各チャンネルで使用できるビットレートは事前にそれぞれのチャンネルで固定的に決めておく。例えば、6チャンネルの内音声など重要部分を担う2つのチャンネルには147kbpsという比較的大きいビットを使い、サブウーハチャンネルには高々2kbps、それ以外のチャンネルには100kbpsを割り当てておく。

【0065】先ず、ビット配分(1)に使うべきビット量を確定する。そのためには、信号情報(a)のスペクトル情報のうちトナリティ情報及び信号情報(b)の時間変化情報を使用する。

【0066】ここで、トナリティ情報について説明すると、指標としては、信号スペクトルの隣接値間の差の絶対値の和を、信号スペクトル数で割った値を、指標として用いている。より簡単にはブロックフローティングの為のブロックごとのスケールファクタの、隣接スケールファクタ指標の間の差の平均値を用いる。スケールファクタ指標は、概略スケールファクタの対数値に対応している。本実施例では、ビット配分(1)に使うべきビット量をこのトナリティを表す値に対応させて最大80kbps、最小10kbpsと設定している。ここでは簡単のために、全チャンネルそれぞれの割当を等しく100kbpsとしている。

【0067】トナリティ計算は次式のように行う。

$$\begin{aligned} \text{【0068】 } T &= (1 / W L_{\max}) (\sum A B S (S F_n - 1)) \end{aligned}$$

【0069】なお、 $W L_{\max}$ はワードレングス最大値=16、 $S F_n$ はスケールファクタ指標で概略ピーク値の対数に対応している。 n はブロックフローティングバンド番号である。

【0070】このようにして求められたトナリティ情報Tとビット配分(1)のビット配分量とは、図10に示すように対応付けられる。

【0071】これと共に本実施例においては、ビット配分(1)とそれに付加するその他の少なくとも1つのビット配分との分割率は、情報信号の時間変化特性に依存す

る。本具体例では、直交変換時間ブロックサイズを更に分割した時間区間毎に信号情報のピーク値を隣接ブロック毎に比較することにより情報信号の振幅が急激に大きくなる時間領域を検出してその大きくなるときの状態の程度により分割率を決定する。

【0072】時間変化率計算は次式のように行う。

【0073】 $V_t = \Sigma V_m$

$V_{av} = (1/V_{max}) * (1/Ch) V_t$

【0074】ここで、 V_t は各チャンネルの時間サブブロックのピーク値の小から大への変化をdB値で表したもののチャンネルに関する和、 V_m は各チャンネルの時間サブブロックのピーク値の小から大への変化をdB値で表したもので一番大きいものの大きさ（但し最大値を30dBに制限し V_{max} であらわす。 m はチャンネル番号、 Ch はチャンネル数、 V_{av} は時間サブブロックのピーク値の小から大への変化をdB値で表したもののチャンネル平均である。

【0075】このようにして求められた時間変化率 V_{av} とビット配分(1)の配分量とは、図11に示すように対応付けられる。最終的にビット配分(1)への配分量は次の式で求められる。

【0076】 $B = 1/2 (B_f + B_t)$

【0077】ここで、 B は最終的なビット配分(1)への配分量、 B_f は T_{va} より求められたビット配分量、 B_t は V_{av} より求められたビット配分量である。

【0078】ここでのビット配分(1)はスケールファクタに依存した周波数、時間領域上の配分がなされる。

【0079】このようにしてビット配分(1)に使用されるビット量が決定されたならば、次にビット配分(1)で使われなかったビットについての配分すなわちビット配分(2)を決定する。ここでは多種のビット配分が行われる。

【0080】第1に全てのサンプル値に対する均一配分が行われる。この場合のビット配分に対する量子化雑音スペクトルの一例を図12に示す。この場合、全周波数帯域で均一の雑音レベル低減が行える。

【0081】第2に信号情報の周波数スペクトル及びレベルに対する依存性を持たせた聴覚的な効果を得るためのビット配分が行われる。この場合のビット配分に対する量子化雑音スペクトルの一例を図13に示す。この例では情報信号のスペクトルに依存させたビット配分を行っていて、特に情報信号のスペクトルの低域側にウェイトをおいたビット配分を行い、広域側に比して起きる低域側でのマスキング効果の減少を補償している。これは隣接臨界帯域間でのマスキングを考慮して、スペクトルの低域側を重視したマスキングカーブの非対象性に基いている。このように、図13の例では低域を重視したビット配分が行われている。

【0082】そして最終的にビット配分(1)とビット配分(1)に付加されるビット配分の値の和が図7のビット

配分回路38でとられる。最終的なビット配分は以上の各ビット配分の和として与えられる。

【0083】なお、図12、図13の図中 S は信号スペクトルを、 $NL1$ は上記全てのサンプルに対する均一配分による雑音レベルを、 $NL2$ は上記周波数スペクトル及びレベルに対する依存正を持たせた聴覚的な高かを得るためのビット配分による雑音レベルを示している。

【0084】次にチャンネルビット配分を含まないビット配分の別の手法を次に説明する。この場合の適応ビット配分回路の動作を図14で説明するとMDCT係数の大きさが各ブロックごとに求められ、そのMDCT係数が入力端子801に供給される。当該入力端子801に供給されたMDCT係数は、帯域毎のエネルギー算出回路803に与えられる。帯域毎のエネルギー算出回路803では、クリティカルバンドまたは高域においてはクリティカルバンドを更に再分割したそれぞれの帯域に関する信号エネルギーを算出する。帯域毎のエネルギー算出回路803で算出されたそれぞれの帯域に関するエネルギーは、エネルギー依存ビット配分回路804に供給される。

【0085】エネルギー依存ビット配分回路804では、使用可能総ビット発生回路802からの使用可能総ビット、本実施例では128Kbpsの内のある割合（本実施例では100Kbps）を用いて白色の量子化雑音を作り出すようなビット配分を行う。このとき、入力信号のトナリティが高いほど、すなわち入力信号のスペクトルの凸凹が大きいほど、このビット量が上記128Kbpsに占める割合が増加する。なお、入力信号のスペクトルの凸凹を検出するには、隣接するブロックのブロックフローティング係数の差の絶対値の和を指標として使う。そして、求められた使用可能なビット量につき、各帯域のエネルギーの対数値に比例したビット配分を行う。

【0086】聴覚許容雑音レベルに依存したビット配分算出回路805は、まず上記クリティカルバンド毎に分割されたスペクトルデータに基づき、いわゆるマスキング効果等を考慮した各クリティカルバンド毎の許容ノイズ量を求め、次に聴覚許容雑音スペクトルを与えるように使用可能総ビットからエネルギー依存ビットを引いたビット分が配分される。このようにして求められたエネルギー依存ビットと聴覚許容雑音レベルに依存したビットは加算されて、図5（図4の場合も同様）の適応ビット配分符号化回路16、17、18により各クリティカルバンド毎もしくは高域においてはクリティカルバンドを更に複数帯域に分割した帯域に割り当てられたビット数に応じて各スペクトルデータ（あるいはMDCT係数データ）を再量子化するようにしている。このようにして符号化されたデータは、図5の出力端子22、24、26を介して取り出される。

【0087】さらに詳しく上記聴覚許容雑音スペクトル依存のビット配分回路805中の聴覚許容雑音スペクトル

ル算出回路について説明すると、MDC T回路13、14、15で得られたMDC T係数が上記許容雑音算出回路に与えられる。

【0088】図15は上記許容雑音算出回路をまとめて説明した一具体例の概略構成を示すブロック回路図である。この図15において、入力端子521には、MDC T回路13、14、15からの周波数領域のスペクトルデータが供給されている。

【0089】この周波数領域の入力データは、帯域毎のエネルギー算出回路522に送られて、上記クリティカルバンド（臨界帯域）毎のエネルギーが、例えば当該バンド内での各振幅値2乗の総和を計算すること等により求められる。この各バンド毎のエネルギーの代わりに、振幅値のピーク値、平均値等が用いられることもある。このエネルギー算出回路522からの出力として、例えば各バンドの総和値のスペクトルは、一般にバークスペクトルと称されている。図16はこのような各クリティカルバンド毎のバークスペクトルSBを示している。ただし、この図16では、図示を簡略化するため、上記クリティカルバンドのバンド数を12バンド（B1～B12）で表現している。

【0090】ここで、上記バークスペクトルSBのいわゆるマスキングに於ける影響を考慮するために、該バークスペクトルSBに所定の重み付け関数を掛けて加算するような畳込み（コンボリューション）処理を施す。このため、上記帯域毎のエネルギー算出回路522の出力すなわち該バークスペクトルSBの各値は、畳込みフィルタ回路523に送られる。該畳込みフィルタ回路523は、例えば、入力データを順次遅延させる複数の遅延素子と、これら遅延素子からの出力にフィルタ係数（重み付け関数）を乗算する複数の乗算器（例えば各バンドに対応する25個の乗算器）と、各乗算器出力の総和をとる総和加算器とから構成されるものである。なお、上記マスキングとは、人間の聴覚上の特性により、ある信号によって他の信号がマスクされて聞こえなくなる現象をいうものであり、このマスキング効果には、時間領域のオーディオ信号による時間軸マスキング効果と、周波数領域の信号による同時刻マスキング効果とがある。これらのマスキング効果により、マスキングされる部分にノイズがあったとしても、このノイズは聞こえないことになる。このため、実際のオーディオ信号では、このマスキングされる範囲内のノイズは許容可能なノイズとされる。

【0091】ここで、上記畳込みフィルタ回路523の各乗算器の乗算係数（フィルタ係数）の一具体例を示すと、任意のバンドに対応する乗算器Mの係数を1とするとき、乗算器M-1で係数0.15を、乗算器M-2で係数0.0019を、乗算器M-3で係数0.0000086を、乗算器M+1で係数0.4を、乗算器M+2で係数0.06を、乗算器M+3で係数0.007を各

遅延素子の出力に乗算することにより、上記バークスペクトルSBの畳込み処理が行われる。ただし、Mは1～25の任意の整数である。

【0092】次に、上記畳込みフィルタ回路523の出力は引算器524に送られる。該引算器524は、上記畳込んだ領域での後述する許容可能なノイズレベルに対応するレベル α を求めるものである。なお、当該許容可能なノイズレベル（許容ノイズレベル）に対応するレベル α は、後述するように、逆コンボリューション処理を行うことによって、クリティカルバンドの各バンド毎の許容ノイズレベルとなるようなレベルである。ここで、上記引算器524には、上記レベル α を求めるための許容関数（マスキングレベルを表現する関数）が供給される。この許容関数を増減させることで上記レベル α の制御を行っている。当該許容関数は、次に説明するような（n-a i）関数発生回路525から供給されているものである。

【0093】すなわち、許容ノイズレベルに対応するレベル α は、クリティカルバンドのバンドの低域から順に与えられる番号をiとすると、次の式で求めることができる。

$$\alpha = S - (n - a i)$$

この式において、n、aは定数で $a > 0$ 、Sは畳込み処理されたバークスペクトルの強度であり、式中(n-ai)が許容関数となる。例として $n = 38$ 、 $a = -0.5$ を用いることができる。

【0094】このようにして、上記レベル α が求められ、このデータは、割算器526に伝送される。当該割算器526では、上記畳込みされた領域での上記レベル α を逆コンボリューションするためのものである。したがって、この逆コンボリューション処理を行うことにより、上記レベル α からマスキングスレッショールドが得られるようになる。すなわち、このマスキングスレッショールドが許容ノイズスペクトルとなる。なお、上記逆コンボリューション処理は、複雑な演算を必要とするが、本実施例では簡略化した割算器526を用いて逆コンボリューションを行っている。

【0095】次に、上記マスキングスレッショールドは、合成回路527を介して減算器528に伝送される。ここで、当該減算器528には、上記帯域毎のエネルギー検出回路522からの出力、すなわち前述したバークスペクトルSBが、遅延回路529を介して供給されている。したがって、この減算器528で上記マスキングスレッショールドとバークスペクトルSBとの減算演算が行われることで、図17に示すように、上記バークスペクトルSBは、該マスキングスレッショールドMSのレベルで示すレベル以下がマスキングされることになる。なお、遅延回路529は上記合成回路527以前の各回路での遅延量を考慮してエネルギー検出回路522からのバークスペクトルSBを遅延させるために設けられ

ている。

【0096】当該減算器528からの出力は、許容雑音補正回路530を介し、出力端子531を介して取り出され、例えば配分ビット数情報が予め記憶されたROM等(図示せず)に送られる。このROM等は、上記減算回路528から許容雑音補正回路530を介して得られた出力(上記各バンドのエネルギーと上記ノイズレベル設定手段の出力との差分のレベル)に応じ、各バンド毎の配分ビット数情報を出力する。

【0097】このようにしてエネルギー依存ビットと聴覚許容雑音レベルに依存したビットは加算されてその配分ビット数情報が図5の端子28を介して上記適応ビット配分符号化回路16、17、18に送られることで、ここでMDC T回路13、14、15からの周波数領域の各スペクトルデータがそれぞれのバンド毎に割り当てられたビット数で量子化されるわけである。

【0098】すなわち要約すれば、適応ビット配分符号化回路16、17、18では、上記クリティカルバンドの各バンド帯域(クリティカルバンド)毎もしくは高域においてはクリティカルバンドを更に複数帯域に分割した帯域のエネルギーもしくはピーク値と上記ノイズレベル設定手段の出力との差分のレベルに応じて配分されたビット数で上記各バンド毎のスペクトルデータを量子化することになる。

【0099】ところで、上述した合成回路527での合成の際には、最小可聴カーブ発生回路532から供給される図17に示すような人間の聴覚特性であるいわゆる最小可聴カーブRCを示すデータと、上記マスキングスレッショルドMSとを合成することができる。この最小可聴カーブにおいて、雑音絶対レベルがこの最小可聴カーブ以下ならば該雑音は聞こえないことになる。この最小可聴カーブは、コーディングが同じであっても例えば再生時の再生ボリュームの違いで異なるものとなが、現実的なデジタルシステムでは、例えば16ビットダイナミックレンジへの音楽のはいり方にはさほど違いがないので、例えば4kHz付近の最も耳に聞こえやすい周波数帯域の量子化雑音が聞こえないとすれば、他の周波数帯域ではこの最小可聴カーブのレベル以下の量子化雑音は聞こえないと考えられる。したがって、このように例えばシステムの持つダイナミックレンジの4kHz付近の雑音が聞こえない使い方をすると仮定し、この最小可聴カーブRCとマスキングスレッショルドMSとを共に合成することで許容ノイズレベルを得るようにすると、この場合の許容ノイズレベルは、図17中の斜線で示す部分までとすることができるようになる。なお、本実施例では、上記最小可聴カーブの4kHzのレベルを、例えば20ビット相当の最低レベルに合わせている。また、この図17は、信号スペクトルSSも同時に示している。

【0100】また、上記許容雑音補正回路530では、

補正情報出力回路533から送られてくる例えば等ラウドネスカーブの情報に基づいて、上記減算器528からの出力における許容雑音レベルを補正している。ここで、等ラウドネスカーブとは、人間の聴覚特性に関する特性曲線であり、例えば1kHzの純音と同じ大きさに聞こえる各周波数での音の音圧を求めて曲線で結んだもので、ラウドネスの等感度曲線とも呼ばれる。またこの等ラウドネス曲線は、図17に示した最小可聴カーブRCと略同じ曲線を描くものである。この等ラウドネス曲線においては、例えば4kHz付近では1kHzのところより音圧が8~10dB下がっても1kHzと同じ大きさに聞こえ、逆に、50Hz付近では1kHzでの音圧よりも約15dB高くしないと同一大きさに聞こえない。このため、上記最小可聴カーブのレベルを越えた雑音(許容ノイズレベル)は、該等ラウドネス曲線に応じたカーブで与えられる周波数特性を持つようにするのが良いことがわかる。このようなことから、上記等ラウドネス曲線を考慮して上記許容ノイズレベルを補正することは、人間の聴覚特性に適合していることがわかる。

【0101】以上述べた聴覚許容雑音レベルに依存したスペクトル形状を使用可能総ビット128Kbpsのある割合を用いるビット配分で作る。この割合は入力信号のトナリティが高くなるほど減少する。

【0102】次に2つのビット配分手法の間でのビット量分割手法について説明する。図14に戻って、MDC T回路出力が供給される入力端子801からの信号は、スペクトルの滑らかさ算出回路808にも与えられ、ここでスペクトルの滑らかさが算出される。本実施例では、信号スペクトルの絶対値の隣接値間の差の絶対値の和を、信号スペクトルの絶対値の和で割った値を、上記スペクトルの滑らかさとして算出している。

【0103】上記スペクトルの滑らかさ算出回路808の出力は、ビット分割率決定回路809に与えられ、ここでエネルギー依存のビット配分と、聴覚許容雑音スペクトルによるビット配分間のビット分割率とが決定される。ビット分割率はスペクトルの滑らかさ算出回路808の出力値が大きいほど、スペクトルの滑らかさが無いと考えて、エネルギー依存のビット配分よりも、聴覚許容雑音スペクトルによるビット配分に重点をおいたビット配分を行う。ビット分割率決定回路809は、それぞれエネルギー依存のビット配分及び聴覚許容雑音スペクトルによるビット配分の大きさをコントロールするマルチプライヤ811及び812に対してコントロール出力を送る。ここで、仮にスペクトルが滑らかであり、エネルギー依存のビット配分に重きをおくように、マルチプライヤ811へのビット分割率決定回路809の出力が0.8の値を取ったとき、マルチプライヤ812へのビット分割率決定回路809の出力は $1 - 0.8 = 0.2$ とする。これら2つのマルチプライヤの出力はアダー806で足し合わされて最終的なビット配分情報となって、出

力端子807から出力される。

【0104】このときのビット配分の様子を図18、図19に示す。また、これに対応する量子化雑音の様子を図20、図21に示す。図18は信号のスペクトルが割合平坦である場合を示しており、図19は信号スペクトルが高いトナリティを示す場合を示している。また、図18及び図19の図中QSは信号レベル依存分のビット量を示し、図中QNは聴覚許容雑音レベル依存のビット割当分のビット量を示している。図20及び図21の図中Lは信号レベルを示し、図中NSは信号レベル依存分による雑音低下分を、図中NNは聴覚許容雑音レベル依存のビット割当分による雑音低下分を示している。

【0105】先ず、信号のスペクトルが、割合平坦である場合を示す図18において、聴覚許容雑音レベルに依存したビット配分は、全帯域に渡り大きい信号雑音比を取るために役立つ。しかし低域及び高域では比較的少ないビット配分が使用されている。これは聴覚的にこの帯域の雑音に対する感度が小さいためである。信号エネルギーレベルに依存したビット配分の分は量としては少ないが、ホワイトな雑音スペクトルを生じるように、この場合には中低域の信号レベルの高い周波数領域に重点的に配分されている。

【0106】これに対して、図19に示すように、信号スペクトルが高いトナリティを示す場合には、信号エネルギーレベルに依存したビット配分量が多くなり、量子化雑音の低下は極めて狭い帯域の雑音を低減するために使用される。聴覚許容雑音レベルに依存したビット配分の集中はこれよりもきつくない。

【0107】図14に示すように、この両者のビット配分の和により、孤立スペクトル入力信号での特性の向上が達成される。

【0108】以上の様にして得られたチャネルビット配分を含むビット配分とチャネルビット配分を含まないビット配分の2つを用いて、次のようにして第1と第2の量子化を行う。

【0109】図22を用いて説明する。この例では、全6チャネルのうちでチャネルビット配分を含むビット配分により147kbpsを越えるビット配分がなされるチャネルはセンタチャネルとサブウーファチャネルとライトチャネルである。

【0110】まず、チャネルビット配分を含むビット配分量が147kbpsを越えるチャネルについて、ある一定のビット量例えば128kbpsを最大とする部分と128kbpsを越える部分に2分する。

【0111】この処理を行う構成を図23に示す。図23の構成では、チャネルビット配分を含むビット配分の配分量が147kbpsを越えるビット配分の各サンプルについて、複数サンプルごとのブロックについての正規化処理すなわちブロックフローティングを行う。この時どの程度のブロックフローティングが行われたかを

示す係数としてスケールファクタが得られる。

【0112】この図23において、入力端子900に供給されたMDC T係数(MDC Tサンプル)は正規化回路905によって複数サンプル毎に、ブロックについての正規化処理すなわちブロックフローティングが施される。この時どの程度のブロックフローティングが行われたかを示す係数としてスケールファクタが得られる。

【0113】次段の第1の量子化器(quantizer) 901は、前記チャネルビット配分を含まないビット配分の各サンプル語長で量子化を行なう。この時、量子化雑音を少なくするためには四捨五入による量子化が行われる。

【0114】次に、上記正規化回路905の出力と上記量子化器901の出力が差分器902に送られる。すなわち、当該差分器902では、量子化器901の入力と出力の差(量子化誤差)が取られる。この差分器902からの出力は、さらに正規化回路906を介して第2の量子化器903に送られる。

【0115】当該第2の量子化器903では、前記チャネルビット配分を含むビット配分の各サンプル語長と前記チャネルビット配分を含まないビット配分の各サンプル語長の差の語長が各サンプル毎に使用される。この時のフローティング係数は第1の量子化器901で用いられたフローティング係数と語長から自動的に決定される。すなわち第1の量子化器901で用いられた語長がNビットであったときには、 $(2 \times N)$ で第2の量子化器903で用いられるフローティング係数が得られる。

【0116】また、上記第2の量子化器903では、第1の量子化器901と同じように四捨五入処理を含むビット配分を行う。このようにして2つの量子化により、前記チャネルビット半分を含むビット配分で147kbpsを越えるビット配分を受けたチャネルのビットは、128kbps以下になるべく128kbpsに近いビット配分と残りのビット配分とに分けられる。

【0117】ここで、128kbpsと147kbpsという2つのスレッショルドを設けているのは、以下のような理由による。すなわち、前記残りのビット配分データも語長を表すサブ情報が必要であるので、このサブ情報量も含めてデータ領域がとれるようなビット配分がされる最下限量として147kbpsが設定されている。また、前記チャネルビット配分を含むビット配分量が128kbpsを上回り147kbpsを下回る場合には、128kbpsを越えたデータ部分にはサブ情報しか書き込めないでサンプル情報を書き込む余地がなく意味がなくなってしまう。このため、このような場合にはこのチャネルは前記チャネルビット配分を含まないビット配分で128kbpsよりも小さく、できるだけ128kbps近いビット配分を行うために、上記128kbpsが設定されている。

【0118】また、前記チャネルビット配分を含むビッ

ト配分で128 kbpsよりも小さいビット配分となったチャンネルは、そのままそのビット配分を使用する。

【0119】前に述べたように、前記残りのビット配分の成分の大きさは図23で示されるようにビット配分(1)のスケールファクタとワードレングスからスケールファクタを算出できるのでワードレングスのみがデコーダに必要とされる。

【0120】このようにして量子化器901及び903では、それぞれ四捨五入された効率の高い量子化出力が得られる。

【0121】なお、図23の構成(エンコーダ)に対応する構成(デコーダ)では、上記正規化回路905、906に対応する逆正規化処理を行う逆正規化回路908、907が設けられ、これら逆正規化回路908、907の出力が加算器904で加算される。その加算出力が出力端子910から取りだされることになる。

【0122】次に、図1に示したサラウンドレフトチャンネルとサラウンドライトチャンネルとの間でビット配分を行う高率圧縮符号化回路223、224の具体的構成を図24に示す。

【0123】この図24において、入力端子301にはサラウンドレフトチャンネルのデジタルオーディオ信号が、入力端子311にはサラウンドライトチャンネルのデジタルオーディオ信号が供給される。

【0124】上記入力端子301と311からのデジタルオーディオ信号は、それぞれ対応するバッファ302、312に一旦記憶される。このバッファ302、312からは、各々50%オーバーラップしたNポイント(Nサンプル)毎のブロックでデータが取り出される。このブロック単位のデータは、直交変換回路303、313に送られ、当該直交変換回路303、313によってそれぞれMDCT及びMDST(Modified Discrete Sine transform)の直交変換が施される。

【0125】上記直交変換回路303からの係数データは、それぞれ対応するサブバンド・ブロックフローティングポイント圧縮回路304、314によって圧縮される。上記サブバンド・ブロックフローティングポイント圧縮回路304、314からの係数データと語長情報やスケールファクタ等のサブ情報は、対応する適応量子化回路305、315に送られる。また、サブバンド・ブロックフローティングポイント圧縮回路304、314からは、スペクトル情報がlogスペクトラルエンベロープ検出回路308に送られる。

【0126】上記適応量子化回路305は、logスペクトラルエンベロープ検出回路308によって検出されたエンベロープ情報に基づいてチャンネル間ビット配分量を決定する分配決定回路309からのビット配分情報に基づいて、上記係数データとサブ情報を適応的に量子化する。この適応量子化回路305、315からは、量子化された係数データとサブ情報及びビット配分情報とが

出力される。この適応量子化回路305、315の各出力は、上記マルチプレクス・エラーコレクション回路306、316に送られる。

【0127】これらマルチプレクス・エラーコレクション回路306、316では、各チャンネル毎に量子化された係数データとサブ情報及びビット配分情報をマルチプレクスすると共に、エラー訂正符号を付加する。これらマルチプレクス・エラーコレクション回路306、316からの出力端子307、317を介した出力が、前記図1のサラウンドレフトチャンネル用とサラウンドライトチャンネル用の高率圧縮符号化回路223、224の出力となる。

【0128】次に、図25には、前記図1の各高聴感圧縮符号化回路217~222に対応する高聴感伸張復号化回路の構成を示す。すなわち、この図25の高聴感伸張復号化回路は、本発明の伝送装置及び方法に対応する受信装置及び方法に適用されるものであり、前記n個の複数チャンネルのデジタルオーディオ信号のうち、上記m個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第1の符号化方式で圧縮符号化がなされた信号を復号化する回路(1チャンネル分)の構成である。

【0129】この図25において、各帯域の量子化されたMDCT係数は復号化装置入力端子122、124、126に与えられ、また使用されたブロックサイズ情報及び適応ビット配分情報は入力端子123、125、127に与えられる。復号化回路116、117、118では、適応ビット配分情報を用いてビット割当を解除し、ブロックサイズ情報を用いて伸張復号化を行う。

【0130】次に、IMDCT回路113、114、115では、周波数領域の信号が時間領域の信号に変換される。これらの部分帯域の時間領域信号は、IQMF回路112、111により、全体域信号に復号化される。

【0131】ここで、高聴感伸張復号化回路では、前記チャンネルビット配分を含む128 kbps以下のビット配分(1)が行われるチャンネルと、前記チャンネルビット配分を含む147 kbps以上のビット配分(2)が行われるチャンネルにおけるある一定のビット量例えば128 kbpsを最大とする部分と128 kbpsを越える部分のそれぞれが、上記復号化回路116、117、118で復号化される。但し、ビット配分(2)の2つ部分はそれぞれが復号化された後、それぞれのサンプルが加算されて精度の高いサンプルとなる。

【0132】また、得られた各チャンネルのデータの並べ方については、シンクブロック中に、まず、(1)前記チャンネルビット配分を含む128 kbps以下のビット配分が行われるチャンネル、(2)前記チャンネルビット配分を含む147 kbps以上のビット配分が行われるチャンネルにおけるある一定のビット量例えば128 kbpsを最大とする部分を、チャンネル順に並べ、次に前記チャンネルビット配分を含む147 kbps以上のビット配

分が行われるチャンネルにおける 128 kbps を越える部分をチャンネル順に並べる。

【0133】次に、図1の高率圧縮符号化回路223、224に対応する高率伸張復号化回路の構成を図26（1チャンネル分）に示す。すなわち、この図26の高率伸張復号化回路は、本発明の伝送装置に対応する受信装置に適用されるものであり、前記n-m個のチャンネルのデジタルオーディオ信号に対して上記第2の符号化方式で圧縮符号化がされた信号を復号化する回路（1チャンネル分）の構成である。

【0134】この図26において、入力端子410には、前記高率圧縮符号化が施されたデジタルオーディオ信号が供給される。この信号は、デマルチプレクス・エラーコレクション回路411によってデマルチプレクスとエラー訂正が行われる。

【0135】当該デマルチプレクス・エラーコレクション回路411からは、適応量子化された係数データとサブ情報及びビット配分情報とが出力される。係数データ及びサブ情報は、適応逆量子化回路412に送られる。また、ビット配分情報は量子化ステップサイズコントロール回路413に送られる。上記適応逆量子化回路412は、上記量子化ステップサイズコントロール回路413からの量子化ステップサイズ情報に基づいて、上記量子化変換係数情報に対して逆量子化を施す。この適応逆量子化回路412からの量子化圧縮変換係数はサブバンド・ブロックフローティングポイント伸張回路414に送られる。

【0136】上記サブバンド・ブロックフローティングポイント伸張回路414では、前記図24のサブバンド・ブロックフローティングポイント圧縮回路304、314の逆処理を行う。この伸張回路414の出力は、同じく図24の直交変換回路303、313の逆変換処理を行う逆直交変換回路415によってNポイントのサンプルデータに変換され、ウインドウ・オーバーラップ加算回路416に送られる。当該ウインドウ・オーバーラップ加算回路416では、前記オーバーラップが解除されて、PCMオーディオ信号として出力される。このPCMオーディオ信号が出力端子416から取り出される。

【0137】

【発明の効果】以上の説明からも明らかなように、本発明のデジタルオーディオ信号の伝送装置及び方法においては、複数チャンネルの信号のうち、聴感上影響力の高い信号からなるチャンネルの信号に対しては聴感上の劣化が少ない第1の圧縮率の第1の符号化方式によって圧縮符号化を行い、聴感上影響力の低い信号からなるチャンネルの信号に対しては第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率の第2の符号化方式で圧縮符号化を行うようにしているため、特に重要な音に対しては高音質の圧縮符号化が可能であると共に、ビット配分量（バイト配分量）の無

駄を無くすることが可能となる。

【0138】また、本発明のデジタルオーディオ信号の受信装置及び方法においては、複数チャンネルの信号のうち、聴感上影響力の高い信号からなるチャンネルの信号に対して聴感上の劣化が少ない第1の圧縮率の第1の符号化方式によって圧縮符号化がされた信号と、聴感上影響力の低い信号からなるチャンネルの信号に対して第1の圧縮率よりも高い第2の圧縮率の第2の符号化方式で圧縮符号化がなされた信号を、それぞれ復号化可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明実施例のデジタルオーディオ信号の伝送装置の主要部の概略構成を示すブロック回路図である。

【図2】8チャンネルデジタルサラウンドシステムにおけるスピーカの配置を説明するための図である。

【図3】各チャンネルの圧縮されたオーディオ信号をマルチプレクスする構成を示すブロック回路図である。

【図4】高聴感圧縮符号化回路の一具体例（チャンネル間ビット配分を行わない例）の概略構成を示すブロック回路図である。

【図5】高聴感圧縮符号化回路の一具体例（チャンネル間ビット配分を行う例）の概略構成を示すブロック回路図である。

【図6】高聴感圧縮符号化回路での信号の周波数及び時間分割を示す図である。

【図7】高聴感圧縮符号化回路のマルチチャンネルでのビット配分用パラメータを求める構成の一例を示すブロック回路図である。

【図8】高聴感圧縮符号化回路におけるチャンネル間でスペクトルの大きさからビット配分を行う概念を示す図である。

【図9】高聴感圧縮符号化回路におけるチャンネル間での情報信号の時間特性を考慮したビット配分の為のパラメータの求め方を示す図である。

【図10】ビット配分(1)のビット配分量とトナリティとの間の関係を示す図である。

【図11】ビット配分(1)のビット配分量と時間変化率との間の関係を示す図である。

【図12】均一配分の時のノイズスペクトルを示す図である。

【図13】情報信号の周波数スペクトル及びレベルに対する依存性を持たした聴覚的な効果を得るためのビット配分によるノイズスペクトルの例を示す図である。

【図14】情報信号の大きさ及び聴覚許容雑音スペクトルの二者を用いたビット配分手法を実現する構成を示すブロック回路図である。

【図15】許容雑音レベルを求める構成を示すブロック回路図である。

【図16】各帯域の信号レベルによるマスキングスレシ

ョールドの例を示す図である。

【図 17】情報スペクトル、マスキングスレショールド、最小可聴限を示す図である。

【図 18】トナーリティが低い情報信号に対する信号レベル依存および聴覚許容雑音レベル依存のビット配分を示す図である。

【図 19】トナーリティが高い情報信号に対する信号レベル依存および聴覚許容雑音レベル依存のビット配分を示す図である。

【図 20】トナーリティが低い情報信号に対する量子化雑音レベルを示す図である。

【図 21】トナーリティが高い情報信号に対する量子化雑音レベルを示す図である。

【図 22】高聴感圧縮符号化回路でのマルチチャネルにおけるビット配分の関係を示す図である。

【図 23】ビット配分の分割を行う具体的構成を示すブロック回路図である。

【図 24】高率圧縮符号化回路の具体的構成例を示すブロック回路図である。

【図 25】本発明実施例の受信装置の高聴感伸張復号化回路の構成例を示すブロック回路図である。

【図 26】本発明実施例の受信装置の高率伸張復号化回路の構成例を示すブロック回路図である。

【符号の説明】

- 209～216・・・A/D変換器
- 217～222・・・高聴感圧縮符号化回路
- 223, 224・・・高率圧縮符号化回路
- 225, 226・・・ハイパスフィルタ
- 228, 229・・・ローパスフィルタ
- 227, 230・・・加算器
- 241・・・マルチプレクサ
- 302, 313・・・バッファ
- 303, 313・・・直交変換回路
- 304, 314・・・サブバンドブロックフローティングポイント圧縮回路
- 305, 315・・・適応量子化回路
- 306, 316・・・マルチプレクス・エラーコレクション回路
- 308・・・logスペクトラルエンベロープ検出回路
- 309・・・分配決定回路
- 11, 12・・・帯域分割フィルタ
- 13, 14, 15・・・MDC T回路
- 16, 17, 18・・・適応ビット配分符号化回路
- 19, 20, 21・・・ブロックサイズ決定回路
- 31・・・各チャネル情報信号入力端子
- 32・・・マッピング回路
- 33・・・ブロッキング回路
- 34・・・時間変化算出回路
- 35・・・スケールファクタ算出回路
- 36・・・トナーリティ算出回路
- 37・・・正規化回路
- 38・・・ビット配分回路
- 116, 117, 118・・・適応ビット配分復号化回路
- 113, 114, 115・・・IMDCT回路
- 112, 111・・・IQMF回路
- 411・・・デマルチプレクス・エラーコレクション回路
- 412・・・適応逆量子化回路
- 413・・・量子化ステップサイズコントロール回路
- 414・・・サブバンドブロックフローティングポイント伸張回路
- 415・・・逆直交変換回路
- 416・・・ウインドウ・オーバーラップ加算回路
- 520・・・許容雑音算出回路
- 521・・・許容雑音算出回路入力端子
- 522・・・帯域毎のエネルギー検出回路
- 523・・・畳込みフィルタ回路
- 524・・・引算器
- 525・・・n-a i 関数発生回路
- 526・・・割算器
- 527・・・合成回路
- 528・・・減算器
- 530・・・許容雑音補正回路
- 532・・・最小可聴カーブ発生回路
- 533・・・補正情報出力回路
- 802・・・使用可能総ビット発生回路
- 803・・・帯域毎のエネルギー算出回路
- 804・・・エネルギー依存のビット配分回路
- 805・・・聴覚許容雑音レベル依存のビット配分回路
- 806・・・アダー
- 808・・・スペクトルの滑らかさ算出回路
- 809・・・ビット分割率決定回路
- 811, 812・・・マルチプライヤ
- 905, 906・・・正規化回路
- 901・・・第1の量子化器
- 903・・・第2の量子化器
- 907, 909・・・逆正規化回路
- 904・・・加算器